

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004年7月15日 (15.07.2004)

PCT

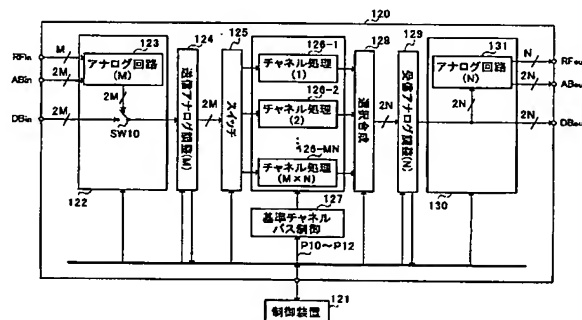
(10) 国際公開番号
WO 2004/059876 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04B 7/04, 17/00, G01R 29/00, 31/00
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/016531
- (22) 国際出願日: 2003年12月24日 (24.12.2003)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2002-372960
2002年12月24日 (24.12.2002) JP
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 猪飼 和則 (INO-GAI, Kazunori) [JP/JP]; 〒236-0032 神奈川県横浜市金沢区六浦町1237-5-702 Kanagawa (JP). 今村 大地 (IMAMURA, Daichi) [JP/JP]; 〒239-0843 神奈川県横須賀市津久井3-21-20-102 Kanagawa (JP). 星野 正幸 (HOSHINO, Masayuki) [JP/JP]; 〒239-0806 神奈川県横須賀市池田町2-5-4-D-1 Kanagawa (JP). 太田 現一郎 (OTA, Genichiro) [JP/JP]; 〒238-0225 神奈川県三浦市三崎町小網代54-30 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 鷺田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒206-0034 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1 新都市センタービル5階 Tokyo (JP).
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK,

(続葉有)

(54) Title: TRANSMISSION PATH SIMULATION METHOD AND TRANSMISSION PATH SIMULATOR

(54) 発明の名称: 伝送路シミュレート方法及び伝送路シミュレータ



123... ANALOG CIRCUIT
124... TRANSMISSION ANALOG ADJUSTMENT (M)
125... SWITCH
126-1... CHANNEL PROCESSING (1)
126-2... CHANNEL PROCESSING (2)
126-MN... CHANNEL PROCESSING (M x N)
127... REFERENCE CHANNEL PATH CONTROL
128... SELECTION SYNTHESIS
129... RECEPTION ANALOG ADJUSTMENT (N)
131... ANALOG CIRCUIT
121... CONTROL DEVICE

(57) **Abstract:** A transmission path simulator includes: a switch (125) for forming M x N channel signals by duplicating by N the M signals obtained by the transmission system; channel processing sections (126-1 to 126 MN) for giving correlated instantaneous fluctuation and short interval fluctuation in accordance with arrangement of the transmission/reception antenna to each of the M x N channel signals; and a selection synthesis section (128) for selectively synthesizing by M the M x N channel signals given by the transmission path fluctuation, so as to form N signals.

(57) **要約:** 送信系により得られたM個の信号をそれぞれN個ずつ複製することによりMxN個のチャネル信号を形成するスイッチ125と、このMxN個のチャネル信号それぞれに対して、送受信アンテナの配置に応じた有相関瞬時変動及び短区間変動を与えるチャネル処理部126-1～126MNと、伝送路変動が与えられたMxN個のチャネル信号を選択的にM個ずつ合成することによりN個の信号を形成する選択合成部128を設けるようにした。



LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX,
MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD,
SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG,
US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (BW, GH, GM, KE, LS,
MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特
許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッ
パ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI,
FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK,

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

伝送路シミュレート方法及び伝送路シミュレータ

5 技術分野

本発明は、マルチアンテナ通信における無線伝送路をシミュレートするための伝送路シミュレート方法及びマルチアンテナ通信における無線伝送路をシミュレートして無線機器の開発を促進するための伝送路シミュレータに関する。

10

背景技術

従来の携帯電話やその基地局、無線LANのMTやそのAPを開発するにあたっては、開発装置の性能評価の環境として無線伝送路をシミュレートする装置、すなわち伝送路シミュレータが必要となる。

- 15 伝送路シミュレータを用いて、開発装置から送出される信号に模擬的にフェージングや受信機雑音を付加したときに得られる伝送特性と、理論値や計算機シミュレーション値とを比較することにより、開発装置が所望の動作をしているか否かを判定することができる。また走行実験コースの伝送路状態を再現することにより、実際の伝搬環境下で生じた開発装置の不具合を解析できるようになる。このように伝送路シミュレータを用いれば、開発装置の特性評価を室内で簡単に行うことができるようになる。

従来の伝送路シミュレータの構成例を、図1に示す。伝送路シミュレータ10は、開発装置40の送信系から出力される送信信号を制御装置30からの設定パラメータに応じて構成されるマルチパス伝送路を通過させる。このとき各
25 パスを通過する信号に、フェージングを模した振幅変動と位相変動（以下、これを伝送路変動と呼ぶ）を与えることにより、信号を各パスの利得で重み付け加算する。伝送路シミュレータ10により伝送路変動が与えられた信号は、開

発装置の受信系 50 により受信復調され、復調後の信号が誤り率測定器 70 に送出される。このように、伝送路シミュレータ 10 にて様々な伝送路変動を与えたときの誤り率測定結果を観測することで、開発装置の送信系 40 及び受信系 50 の性能を評価することができる。

- 5 次に伝送路シミュレータ 10 の具体的な構成について説明する。伝送路シミュレータ 10 は、デジタルベースバンド処理部（デジタル BB 処理部）41、アナログベースバンド処理部（アナログ BB 処理部）42 及び無線回路 43 からなる開発装置の送信系 40 に接続されると共に、無線回路 53、アナログ BB 処理部 52 及びデジタル BB 処理部 51 からなる開発装置の受信系 10 50 に接続される。なお図 1 では、無線回路 43 と 11、20 と 53 間を接続している線以外は、I チャンネル（同相つまり複素数の実部）と Q チャンネル（直交つまり複素数の虚部）からなる 2 本のベースバンド信号線である。

- データ発生器 60 により発生されたデジタルデータは、送信系 40 のデジタル BB 処理部 41、アナログ BB 処理部 42 及び無線回路 43 を介して伝
15 送路シミュレータ 10 に入力される。ここでデジタル BB 処理部 41 は、開発装置の送信系 40 が CDMA（Code Division Multiple Access）送信装置であれば、デジタル変調処理や拡散処理等を行う部分であり、OFDM 送信装置であれば、デジタル変調処理や逆フーリエ変換処理等を行う部分である。またアナログ BB 処理部 42 はデジタルアナログ変換回路であり、無線回路
20 43 はアップコンバートや信号増幅等を行う部分である。

伝送路シミュレータ 10 は、無線回路 43 と逆の処理、すなわちダウンコンバート等の処理を行う無線回路 11 及びアナログデジタル変換回路でなるアナログ BB 処理部 12 を有し、当該無線回路 11 及びアナログ BB 処理部 12 により送信系 40 からの信号をデジタルベースバンド信号に戻す。

- 25 デジタルベースバンド信号は、シフトレジスタ 14 及びセクタ 15 からなるマルチパス信号生成部 13 に入力され、当該マルチパス信号生成部 13 によってマルチパス信号とされる。具体的には、シフトレジスタ 14 は入力され

たデジタルベースバンド信号を、パスの最大遅延時間をアナログ BB 処理部 12 のサンプリング周期で除算した時間ずつシフトさせる。

5 セレクタ 15 はシフトレジスタ 14 の各シフト段から出力される信号の中からパス数分の信号を選択して出力する。ここでマルチパス生成部 13 には、制御装置 30 により指定されたパス数と各パスの遅延時間を示すマルチパス指示信号 S1 が入力され、シフトレジスタ 14 及びセレクタ 15 はこのマルチパス指示信号 S1 に基づいて動作する。これによりマルチパス生成部 13 のセレクタ 15 からは、マルチパス環境下での各パスに対応する信号が出力される。

10 各パスに対応する信号はそれぞれ瞬時変動（レイリーフェージング）付加部 16 の各複素乗算器 A1 ～ Ak に送出される。また各複素乗算器 A1 ～ Ak には帯域制限複素ガウス雑音発生部（LGN）D1 ～ Dk により発生された複素ガウス雑音が供給される。因みに帯域制限複素ガウス雑音発生部（LGN）D1 ～ Dk は、白色ガウス雑音発生部とドップラーフィルタから構成されており、制御装置 30 から入力される最大ドップラー周波数 S2 の範囲に帯域制限された白色ガウス雑音を発生する。これにより各複素乗算器 A1 ～ Ak からは瞬時変動が与えられた各パスの信号が出力される。

瞬時変動が付与された各パスの信号は、短区間変動付与部 17 を形成する複数の複素乗算器 B1 ～ Bk に送出される。各複素乗算器 B1 ～ Bk には、制御装置 30 から指定された各パスに応じた複素利得 S3 が供給されており、これにより短区間変動付与部 17 からはシャドウィングや距離変動が与えられた各パスの信号が出力される。このようにして、伝送路シミュレータ 10 においては、各パス毎に、制御装置 30 で指定された瞬時変動、シャドウィング及び距離変動が付与された信号が形成され、この各パスの信号が加算器 C1、C2 ……により全て加算されることにより、伝送路変動が反映されたマルチパス信号が形成される。

25 このマルチパス信号は加算器 C3 に供給される。また加算器 C3 には、白色ガウス雑音発生部（WGN）21 で発生された白色ガウス雑音が増幅器 22 に

より制御装置 30 で指定された雑音レベル S 4 に増幅されて供給されている。
これにより、加算器 C 3 においてマルチパス信号に受信機雑音が付加される。

アナログ BB 処理部 19 及び無線回路 20 は、送信系 40 のアナログ BB 処理部 42 及び無線回路 43 と同様の構成でなり、伝送路変動及び受信機雑音が
5 付加されたデジタル BB 信号をデジタルアナログ変換した後、アップコンバートや増幅等の無線処理を施す。

伝送路シミュレータ 10 の出力信号は、開発装置（受信系）50 の無線回路 53 に入力される。無線回路 53 は AGC（Automatic Gain Control）回路や AFC（Automatic Frequency Control）回路を有し、送受信間でのキャリア
10 周波数オフセットや入力レベル変動を補償する。アナログ BB 処理部 52 によりアナログデジタル変換された信号はデジタル BB 処理部 51 に送出される。

デジタル BB 処理部 51 は、開発装置（受信系）50 が CDMA（Code Division Multiple Access）受信装置であれば、デジタル復調処理や逆拡散処理等を行う部分であり、OFDM 受信装置であれば、デジタル復調処理やフーリエ変換処理等を行う部分である。デジタル BB 処理部 51 により処理された信号は誤り率測定器 70 に送出され、誤り率測定器 70 によって伝送路誤り率が測定される。
15

このように伝送路シミュレータ 10 においては、開発装置の送信系 40 により得られた無線信号に対して、伝送路で生じるであろうマルチパス、各パスへのフェージング変動を模擬して与え、これにより得られた信号を開発装置の受信系 50 に入力させ、受信系 50 によって処理した信号の誤り率特性を測定することで、送信系 40 及び受信系 50 の伝送特性を評価するようになっている。
20

ところで、近年、大容量のデータ伝送を可能とする技術として MIMO（MultiInput Multi Output）やアダプティブアレイアンテナに代表されるようなマルチアンテナ技術が注目されている。例えば MIMO 技術を用いたマルチアンテナ装置では、送信系及び受信系に複数のアンテナを設け、送信系の各
25

アンテナからそれぞれ異なるデータを送信し、受信系では互いに混ざり合った信号を伝搬路推定等を行うことにより分離して複数データを復元するものである。

このマルチアンテナ装置の開発時に、従来の伝送路シミュレータを用いて性能評価を行おうとすると、不十分な評価しか行うことができない。つまり、送信側にM本のアンテナを有し、受信側にN本のアンテナを有するマルチアンテナ装置では、 $M \times N$ チャネル分の伝送路が存在することになるが、従来の伝送路シミュレータは1チャネル分の測定しか行うことができない上、単にチャネル数を増やしたとしても送受信アンテナ配置や各パスの放射方向・到来方向などの空間情報に性能が依存するこれらの方式を評価するには著しく不十分である。

さらに単にチャネル数を増やした伝送路シミュレータでは、走行実験で収集した伝送路データを用いてこれらのマルチチャネルを再現するためには、開発装置と走行実験で用いるデータ収集装置の送受信アンテナ数及び配置を合わせて、全チャネル、全パスのデータを収集する必要があるので、データ蓄積用の膨大なメモリが必要な上に送受信アンテナ数や配置を変える度に走行実験をやり直さなければならない。

発明の開示

20 本発明の目的は、マルチアンテナ装置により形成される $M \times N$ チャネル伝送路を簡単かつ良好にシミュレートできる伝送路シミュレート方法及び伝送路シミュレータを提供することである。

この目的は、送受信アンテナの配置情報に基づいて全チャネルの伝送路変動を発生させることにより達成される。この際、本発明においては、各チャネル間では送受信アンテナ間のアンテナ設置位置に応じて各パスの遅延差及び位相差が生じることに着目し、この各パスの遅延差及び位相差のみをチャネル間で変えることにより、 $M \times N$ チャネルの伝送路変動モデルを単純化する。

図面の簡単な説明

- 図 1 は、従来の伝送路シミュレータの構成を示すブロック図；
- 図 2 は、1 チャネル×1 チャネル伝送路を示す図；
- 5 図 3 は、パスの説明に供する図；
- 図 4 (A) は、遅延プロファイルを示す図；
- 図 4 (B) は、瞬時変動を示す図；
- 図 4 (C) は、短区間変動を示す図；
- 図 4 (D) は、長区間変動示す図；
- 10 図 5 は、素波の説明に供する図；
- 図 6 は、素波が 1 波のときのモデルを示す図；
- 図 7 は、仮想アンテナ付近の球で乱反射した波が、見通し角 ϕ の中で素波として受信される場合を示す図；
- 図 8 は、見通し角 ϕ が大きいときの伝搬遅延を示す図；
- 15 図 9 (A) は、散乱球の半径が受信アンテナを含む場合の素波の到来方向を示す図；
- 図 9 (B) は、散乱球の半径が受信アンテナを含む場合の素波の到来方向を示す図；
- 図 10 は、反射波の多い環境での定在波の発生原理の説明に供する図；
- 20 図 11 は、レイリーフェージングによる包絡線振幅変動の電力密度スペクトラムの説明に供する図；
- 図 12 は、レイリーフェージングによる包絡線振幅変動の電力密度スペクトラムの説明に供する図；
- 図 13 は、マルチアンテナ装置により形成される $M \times N$ チャネル伝送路を示す図；
- 25 図 14 (A) は、送受信アンテナのアンテナ間の距離、放射角、到来角によって生じる経路差の説明に供する図；

図 1 4 (B) は、送受信アンテナのアンテナ間の距離、放射角、到来角によって生じる経路差の説明に供する図；

図 1 5 は、全方向から波が到来する環境を示す図；

図 1 6 は、マルチパスが無い場合の各チャネルへの瞬時変動の付加モデルを示す図；

図 1 7 は、マルチパスがある場合の各チャネルへの瞬時変動の付加モデルを示す図；

図 1 8 は、行列を使って、互いに独立な $M \times N \times P$ 個の帯域制限複素ガウス雑音から互いに相関のある帯域制限複素ガウス雑音を発生させるモデルを示す図；

図 1 9 は、笹岡により提案された有相関瞬時変動（2 波）を発生させるための構成を示すブロック図；

図 2 0 (A) は、 1×1 チャネルの瞬時変動から $M \times N$ チャネルの有相関瞬時変動を形成する原理の説明に供する図；

図 2 0 (B) は、 1×1 チャネルの瞬時変動から $M \times N$ チャネルの有相関瞬時変動を形成する原理の説明に供する図；

図 2 1 は、本発明の実施の形態に係る伝送路シミュレータの開発装置との接続の様子を示すブロック図；

図 2 2 は、実施の形態の伝送路シミュレータの構成を示すブロック図；

図 2 3 は、実施の形態で用いる各パラメータの内容を示す図表；

図 2 4 は、基準チャネルパス制御部の構成を示すブロック図；

図 2 5 は、チャネル処理部の構成を示すブロック図；

図 2 6 は、有相関ガウス雑音発生部の構成を示すブロック図；

図 2 7 は、基準チャネルパス制御部の構成を示すブロック図；

図 2 8 は、チャネル処理部の構成を示すブロック図；

図 2 9 は、有相関ガウス雑音発生部の構成を示すブロック図；

図 3 0 は、フェージング付加部の構成を示すブロック図；

図 3 1 は、送信アナログ調整部の構成を示すブロック図；

図 3 2 は、疑似パワーアンプ（P A）の構成を示すブロック図；

及び

図 3 3 は、受信アナログ調整部の構成を示すブロック図である。

5

発明を実施するための最良の形態

M本の送信アンテナとN本の受信アンテナを有するマルチアンテナ装置における伝送路を正確にシミュレートするには、 $M \times N$ チャネル分の伝送路それぞれに異なる伝送路変動を与えなければならない。しかし、単純にチャネル毎
10 に伝送路変動パラメータを与えて、 $M \times N$ チャネル分の伝送路変動を模擬しようとする、膨大なパラメータや演算量が必要となり、装置構成も複雑化してしまう。

そこで本発明の発明者は、マルチアンテナ装置での $M \times N$ チャネル分の伝送路モデルを形成するにあたって、伝送路モデルを単純化できれば、パラメータ
15 数や演算量を削減でき、その結果装置構成も比較的簡単化できると考えて本発明に至った。

本発明の骨子は、送受信アンテナの配置情報に基づいて全チャネルの伝送路変動を発生させることである。この際、本発明においては、各チャネル間では送受信アンテナ間のアンテナ設置位置に応じて各パスの遅延差及び位相差が生じることに着目し、この各パスの遅延差及び位相差のみをチャネル間で変
20 えることにより、 $M \times N$ チャネルの伝送路変動モデルを単純化する。また本発明においては、各パスの信号には有相関瞬時変動が重畳するといった仮定に基づき、各パス毎に相関のある瞬時変動を与えるような伝送路変動モデルを発生するようにした。

25 これにより、RayTrace シミュレーションや実走行実験等で得られた既存の1チャネル伝送路測定データから、似通ったマルチパス伝送路を使って、比較的少ない計算量で複数チャネル分の伝送路変動モデルを形成することができ

るようになる。

さらに本発明では、この各チャンネル間及び又は各パス間で相関のある瞬時変動（有相関複素ガウス雑音）を発生させる方法として、以下の5つの方法を提案する。

- 5 ①固有値変換法（時空間）
- ②固有値変換法（空間）
- ③コレスキー分解法（時空間）
- ④コレスキー分解法（空間）
- ⑤拡張笹岡法（時空間）

- 10 これら4つの方法のうち、①～④は、互いに独立な帯域制限複素ガウス雑音から各チャンネルに与える有相関瞬時変動を変換行列Aを用いて算出するにあたって、その変換行列Aの求め方を工夫してものである。また⑤は、 1×2 チャンネルに関して提案されている笹岡の有相関瞬時変動発生方法を拡張して、 $M \times N$ チャンネルの有相関瞬時変動を発生できるように工夫を加えたものである。

- 15 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

（1）実施の形態の原理

- 先ず、実施の形態の構成を説明する前に、本実施の形態の原理について説明する。本発明の発明者は先ず、 1×1 チャンネル伝送路と $M \times N$ チャンネル伝送路の相違点と相似点を考察した。そして 1×1 チャンネル伝送路モデルをできるだけ簡単に $M \times N$ チャンネル伝送路モデルに拡張するためには、短区間変動及び瞬時変動をどのように拡張すればよいかについて詳細に検討した。以下、それらを順次説明する。
- 20

（1-1） 1×1 チャンネル伝送路

- 図2に、送信アンテナ1本と受信アンテナ1本間での片方向 1×1 チャンネル伝送路を示す。以下、1対1送受信アンテナ間の伝送路を1チャンネルと記述する。図3にパスを示す。図2では直線で示されたチャンネルであるが、実際は反射や回折を受けて空間を様々な経路（図3の①～④）を通して受信機に受信さ
- 25

れる。すると経路長によって伝搬遅延が異なるので、図4 (A) に示すように、横軸に伝搬遅延時間、縦軸に受信電力とした遅延プロファイルを描くことができる。遅延が異なって到達してくる波は伝搬経路が異なるはずなので、こうした伝搬経路をパスと呼ぶ。

- 5 各パスは、その経路を通過する信号がどれだけの遅延と利得（実際は減衰）を受け、かつどれだけ位相推移を受けるかを表す伝達係数（複素数）で規定される。遅延プロファイルを測定することによってそのチャンネルがおよそいくつのパスで構成され、各々がどれだけの遅延と利得を有しているかを知ることができる。各パスの位相は、走行速度や走行方向に対する波の到来角などに依存して変化する。

図4 (B) ~ (D) はパスの利得変動を示す（横軸は時間でなく距離であることに注意）。利得変動は送信アンテナからの距離と送受信アンテナの指向性に依存した長区間変動（距離変動）、地物による遮蔽の影響による短区間変動（シャドウイング）及び多重波重畳による瞬時変動に分類される。

- 15 伝搬距離と伝搬遅延は比例関係にあるので、長区間変動は遅延プロファイルとほぼ同形になる。移動通信で端末が走行すると、各パスの伝搬距離（または伝搬遅延）が変化し、その受信レベルも変化するが、その変動速度は他の変動に比べると最も遅い（非常に遅い）。長区間変動は多くの走行実験データを統計解析して作られた奥村カーブ（秦式）にモデル化されて広く用いられてきたが、最近ではこれに使用周波数帯や地物パラメータなどを加味して改良した坂上式なども使われる。

- 短区間変動は、各パスが建物などに遮られたり現れたりすることによる利得変動である（無線LANなどでは近くを歩行する人で遮蔽されることもある）。その変動速度について理論式などはないが、一般には1 Hz 以下であるといわれている。実際に短区間変動は、その発生原因から地物と走行速度に関連して決まるはずであり、例えば建物幅30 mのビル街を時速30 kmで走行する場合は約3.6秒周期で変動すると考えられるから、確かに多くの場合で1 Hz

以下になるだろうと思われる。短区間変動による利得変動は対数正規分布に従い、帯域内（上記の場合、帯域は $0 \sim 1/3 \cdot 6 \text{ [Hz]}$ ）で同時に利得が変化するというモデル化がされている。

瞬時変動はいくつかの素波が重畳した時に生ずる変動である。遅延プロファイル上で1パスに見える経路も実際には（振幅や位相が完全に一致しないという意味で）複数の波が通過する。このように遅延プロファイル上で1つのパスを通過してきたように見える多重波を素波といい、振幅や位相が変動する（このことは利得及び位相が変動するパスを1波が通過してくると見なすことができる）。瞬時変動はドップラー効果として説明することができ、後述のように数Hz \sim 1kHz程度の速度で変動する。

瞬時変動の原因となる素波の性質は、到来角 θ と見通し角 ϕ （到来角 θ の変動幅）で特徴付けられる。図5は、図4（A）の素波③に着目したものである。図4（A）では各パスは空間的にかなり分離しているので受信機では全く異なる変動を受けた信号が受信される。従って、例えば③の素波は図5のように到来方向の延長上の仮想送信アンテナから到来すると見なせる（受信機は上方向に速度 v で移動しているものとする）。

図6は素波が1波のときを示すものである。この場合、素波は多重波ではないので走行によるドップラーシフト以外に振幅も位相も変動することなく受信される。移動通信ではこのような場合はあまりないが、伝送路モデルとして用いる場合がある。なお素波③のドップラーシフト量は、 $f_D = v \times f_0 / c$ としたとき、 $f_D \cos \theta$ で表される。

図7は、仮想アンテナ付近の球で乱反射した波が、見通し角 ϕ （到来角 θ の変動幅）の中で素波として受信される場合である。この場合、素波は振幅も位相も変動するが、見通し角 ϕ が小さいので遅延差も小さく、到来角 θ も安定して測定できる。ただし、見通し角 ϕ が大きくなる（仮想送信アンテナ付近の散乱球半径が大きくなる）につれて、図8に示すように、かなり遅延差の大きい波が素波に含まれるようになる。この結果、振幅、位相ともに大きく変動する

ようになり、到来角 θ は測定すること自体が困難になってくる。

図 9 (A) に示すように散乱球の半径がさらに大きくなって受信アンテナを含むようになると、素波はあらゆる方向から到来するようになる。というより、このような場合は遅延プロファイル上で複数パスの素波として分割されるべきである。但し、遅延プロファイルで素波を分割しても、その中には伝搬遅延こそ等しいが空間的に全く違った経路を経てくる多数の波が含まれるから、分割した素波毎に見ても、やはりあらゆる方向から到来して見える。つまり、図 9 (B) のようなイメージ（ちょうど図 7 の伝送方向を逆にしたような形）になる。当然、各素波の到来角などは測定できない（測定しても意味が無い）。

図 10 のように反射波の多い環境では、定在波が発生し、空間的に受信レベルの強い地点と弱い地点が繰り返し現れる。これが瞬時変動が空間的に分布する理由である。特に全方向から同程度レベルの独立波が到来するときに発生する瞬時変動はレイリーフェージングと呼ばれ、包絡線振幅変動はレイリー分布、位相変動は一様分布に従うことが知られている。

図 11 及び図 12 に、レイリーフェージングによる包絡線振幅変動の電力密度スペクトラムを示す。図 11 のように走行方向 v に対して、①、②、③、④の方向から波が到来する場合、①の方向から到来する波は最も高い周波数に見え、逆に④の方向から到来する波は最も低い周波数に見える。この最大周波数偏移量を最大ドップラー周波数 f_D という。最大ドップラー周波数 f_D は波長周期で繰り返される定在波が 1 秒間に走行する距離に含まれる数として計算でき、一般に数 Hz \sim 1 kHz 程度である（キャリア周波数 2 GHz、走行速度 100 km/h の場合、これらを掛けた 200 Hz になる）。同様に走行方向 v に向かって θ の角度から到来する波②に関しては $f_D \cdot \cos \theta$ の周波数偏移を受け、 $\theta = 90^\circ$ の波③は偏移を受けない。

なお、例えば図 11 において素波④が網がけの方向（到来角 $\theta = 180^\circ$ 、見通し角 $\phi = 80^\circ$ ）からのみ到来するような瞬時変動も、そこに 5 波以上の波が含まれている場合には、レイリーフェージングと見なせることが言われて

いる。但し、電力密度スペクトラムは図 1 2 の網がけ部分のみになる。

以上のことから、長区間遅延プロファイル、短区間遅延プロファイル、瞬時遅延プロファイルと呼ばれるものが定義できる。長区間遅延プロファイル上の各パスは長区間変動を受ける。その遅延、利得は地物条件や走行速度・方向および到来角によって定まり、緩慢に変化する。短区間遅延プロファイル上の各パスは長区間変動に加えて短区間変動（シャドウイング）を受ける。これにより各パスの利得はパス毎に独立な対数正規分布で 1 Hz 以下の速度で変動するようになる。

瞬時遅延プロファイル上の各パスは、長区間変動、短区間変動に加えて瞬時変動を受ける。これにより各パスの利得と位相はパス毎に独立なレイリーフェージング（利得はレイリー分布、位相は一様分布）を受ける。その変動速度は、キャリア周波数、走行速度、到来角、見通し角によって決まり、数 Hz から数百 Hz である。

なお遅延プロファイル上の振幅は各パスから到来する素波の受信電力を表すものであって利得や位相はない（正しくは各チャネルの複素インパルス応答の各複素振幅ということができる）。逆に、各パスの電力といった表現は不適当であるのだが、慣例に従って誤解の無い範囲でこのような表現を用いることがある。

(1-2) M×Nチャネル伝送路への拡張

20 (1-2-1) 短区間変動の拡張

図 1 3 に、M本の送信アンテナとN本の受信アンテナからなるマルチアンテナ装置により形成されるM×Nチャネル伝送路を示す。

ここで本発明の発明者は、M×N個の各チャネルは互いによく似ているだろうと考えた。つまり、送受信アンテナの配置が数m平方のエリアに分散しているというならば話は別だが、短区間変動周期を十数m程度と考えると、実際には各受信アンテナで観測される長区間遅延プロファイルはもちろん短区間遅延プロファイルもほぼ等しいと見なせるはずである。

そして、短区間遅延プロファイルの意味で各チャンネル間で異なる点は、送受信アンテナ配置に伴う経路差による各パスの伝搬遅延およびキャリア位相だけと考えた。

図14 (A) は、ある2つの送信アンテナから1つの受信アンテナにいたる
5 経路を比べたものである。素子間距離 d_T が十分小さければこのアンテナ近傍から受信アンテナに至る経路は共通と見なせるので、経路差は $d_T \cdot \cos \theta_T$ であり、この分このチャンネル間にはパスの遅延と位相（キャリア位相だが、パスの位相と言い換えてもよい）に違いがある。

図14 (B) に示す受信アンテナについても同様である。ただし放射角 θ_T 、
10 到来角 θ_R はいずれも各パス毎に規定されるので注意を要する。図9のような場合つまり放射角や到来角が全方向の場合は、角度によって経路長差が逆転するので平均して経路長差なしと考えることができる。放射角や到来角が不明のパスについても同様である。

かかる考察に基づいて、本発明の発明者は、どれか1チャンネルの短区間遅延
15 プロファイルの各パスの放射角、到来角がわかれば、送受信アンテナ素子の配置からその他のチャンネルの短区間遅延プロファイルを計算できるという結論に至った。

従って、本発明においては、RayTrace シミュレーションや実走行実験等で
得られた既存の1チャンネル伝送路測定データ（短区間遅延プロファイルを含む）
20 を用い、この1チャンネル分の伝送路測定データと送受信アンテナ素子の配置とから $M \times N$ チャンネル分の短区間遅延プロファイル（全パスの遅延・利得・位相の変動）を計算により形成することで、 $M \times N$ チャンネル分の伝送路変動モデルを形成する。これにより、基準チャンネルの各パスの情報から、全てのチャンネルのパスの情報を簡単かつ的確に発生させることができる。

25 (1-2-2) 瞬時変動の拡張

次に各チャンネルの瞬時変動について考えなければならない。ここで本発明の発明者は、各チャンネルおよび各パスの瞬時変動はどのくらい互いに似ているだ

ろうかということを考察した。

- 瞬時変動の場合、例えば 5 GHz 帯での定在波は平均 3 cm (半波長) で 1 波含まれるので短区間変動のように全アンテナで等しいとは言えない。そうは言ってもあるアンテナが正の変動を受けている瞬間、隣接するアンテナも大体正方向に変動しているくらいは言えそうである。同様のことは時間方向に関しても言える。瞬時変動は 1 kHz 以下の速さで変動するので、ある瞬間正の変動を受けていたなら、それから 0.1 ms 後も正の変動が持続していることは十分ありうる。前者は空間相関関数、後者は時間相関関数にて定量的に表され、全方向から波が到来するレイリーフェージングに関しては次式になることが導かれている。

$$\text{空間相関関数: } \rho(d) = \overline{x_i^*(t) \cdot x_j(t)} = J_0(2\pi d / \lambda) \quad \dots\dots(1)$$

$$\text{時間相関関数: } \rho(\tau) = \overline{x_i^*(t) \cdot x_i(t+\tau)} = J_0(2\pi f_D \tau)$$

- ここで (1) 式において、 $x_i(t)$ 、 $x_j(t)$ は各々 i 番目と j 番目のアンテナの受信信号 (複素ベースバンド信号) であり、 d はアンテナ間の距離であり、 τ はパスの遅延時間であり、 λ は波長であり、 f_D は最大ドップラー周波数である。また $*$ は共役複素数を意味し、 J_0 はベッセル関数を意味する。

- 従来のアンテナダイバーシチ性能評価の場合、アンテナ間距離を空間相関値が小さくなる半波長とか十分離すように設定することにより、受信波が互いに無相関と見なせるとして行っていた。これは (1) 式の空間相関関数に着眼した考えであるが、実際には時間相関が存在するのを無視しているわけである。

従って、より正確な結果を得るためには時間相関・空間相関を同時に扱える理論が必要である。この問題に対し、笹岡は図 15 のような状況の下で、空間・時間相関関数が次式のようなことを導いた (笹岡: 「有相関擬似マルチパスフェージング波の発生法」, 電子情報通信学会論文誌, '88/6, Vol.J71-B

No6)。ここで図 1 5 において、 ϕ は走行方向に対するアンテナの配置角度を示す。

空間・時間相関関数:

$$\rho(d, \tau) = J_0 \left[\sqrt{(2\pi d_r / \lambda)^2 + (2\pi f_D \tau_r)^2} \right] \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{ここで、 } d_r = d \cdot \sin \psi, \tau_r = \tau - (d / \lambda f_D) \cdot \cos \psi$$

- 5 なお、図 1 5 では全方向から波が到来する環境を示しているが、ある方向からのみ到来する場合はレイリーフェージングの U 字形電力密度スペクトラム (図 1 2) の一部のみを有する瞬時変動を用いればよい。何故なら、正弦波で考えると明らかであるが、周波数の異なる波間の相関は空間的にも時間的にも 0 であり、従って (2) 式は周波数成分 (つまり到来方向) に関係なく独立に
- 10 成り立つと考えることができるためである。

- 次にマルチパス (正確には遅延時間で識別できるマルチパス) 間の相関について考える。例えば図 5 に示したように各パスを通過する素波が 1 波である場合は、素波は完全なビームであり瞬時変動自体が発生しないので、短区間遅延プロファイルそのものが瞬時遅延プロファイルになる。つまりビームによる
- 15 マルチパス間では相関は発生しないわけだが、これは見通し角が 0 の場合であるから到来角が一致しない限り瞬時変動スペクトルが一致しないので相関 0 である。

- 逆に図 9 に示したような見通し角が極端に大きい、というか波が全方向から到来するようなものを素波とする場合は、遅延差の大きいパス間では明らかに
- 20 各パスの空間的な経路差が大きくなるので無相関に近いはずであるが、遅延差の小さいパス間では空間的な経路差も小さく似たような瞬時変動を受ける (つまり相関がある) と考えられる。つまりこの場合は、パス間に対しても (2)

式を適用できると考えられる。

そして図7に示したような見通し角がある範囲以内のまとまりのある素波の瞬時変動を有するパスの場合は両者の中間的な結果になると考えられる。つまり以下のことが言える。

5 (a) 各パスの到来角および見通し角のオーバーラップが少ない場合は明らかに空間的に経路の異なるパスなので相関は小さい(極端な場合は図5のビームの場合)。

 (b) 各パスの到来角および見通し角のオーバーラップが大きい場合でも、遅延時間差が大きい場合は、やはり空間的に経路の異なるパスなので相関は小さい(図9の場合)。

 (c) 異なるアンテナで受信されるパス間の相関は、アンテナ間距離に大きく依存する。

 結果として、パス間の相関に関しては(a)は異なれば相関が小さくなることから到来角と見通し角に応じて瞬時変動に帯域制限を行うことにより実現
15 でき、(b)、(c)に対しては(2)式の空間・時間相関関数を適用することにより実現できる。

 以上を整理すると、まず図13に示すM×Nチャネル伝送路は、マルチパスが無い場合、図16のようにMN個のチャネルに書き直すことができる。ここで各チャネルの短区間変動の利得は等しいとしているので、図16では各チャネル瞬時変動のみを示している。またチャネル間の類似度を見るのに送信データの
20 影響があってはいけないので、送信データは全て”1”固定としている。そして各チャネルの信号にアンテナ間距離に基づいた空間相関のある瞬時変動(複素ガウス雑音)を掛けて変動を与えればよい。

 次にP個のマルチパスの場合は、図17のように展開し、各パスの信号にアンテナ間距離と遅延差に基づく(2)式の空間・時間相関のある瞬時変動を掛
25 ければよい。つまり、図17のような構成で、各パスが互いに(2)式の空間・時間相関関数に従うように、到来角および見通し角を考慮した帯域制限付複素

ガウス雑音で瞬時変動を与えればよい。

(1-3) 有相関瞬時変動の発生方法

問題はどうやって所望の相関のある複素ガウス雑音を発生するかである。そこでこの実施の形態では、上述したように有相関瞬時変動を発生させる方法として、相関行列法（固有値変換法、コレスキー分解法）及び拡張笹岡法を提案する。

図18は、変換行列A（MNP行×MNP列）により、互いに独立なM×N×P（P：パス数）個の帯域制限付複素ガウス雑音から、互いに相関のあるM×N×P個の互いに相関のある帯域制限付複素ガウス雑音（有相関ガウス雑音）を発生するようにしたものである。問題はどのような変換行列Aを用いると所望のパス間相関を与えることができるかである。

まず各パス出力を $Y = (y_1, y_2, \dots, y_{MNP})^T$ とすると、パス間相関行列は次式のようにになる。なお以下では簡単のために添字は通し番号で表す。また次式において、上文字の*は共役複素数、Hは共役複素転置を表し、E（）は集合平均を表す。

$$E(YY^H) = \begin{pmatrix} E(y_1 y_1^*) & E(y_1 y_2^*) & \dots & E(y_1 y_{MNP}^*) \\ E(y_2 y_1^*) & E(y_2 y_2^*) & \dots & E(y_2 y_{MNP}^*) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E(y_{MNP} y_1^*) & E(y_{MNP} y_2^*) & \dots & E(y_{MNP} y_{MNP}^*) \end{pmatrix} \dots\dots (3)$$

この（MNP）²個の各要素が各パス間相関を表し、各要素を送受信アンテナ配置と波の放射角・到来角から求めたパス間経路長差と伝搬遅延差から（2）式の空間・時間相関値を計算して得られるものが所望のパス相関行列 Σ_{YY} である。

つまり $\Sigma_{YY} = E(YY^H)$ となるようにYを発生できればよいのだが、その

ためには図 1 8 における変換行列 A をどのように決めればよいかが問題となる。そこでこの実施の形態では、固有値変換に基づく方法とコレスキー分解に基づく方法を提案する。

(1-3-1) 固有値変換法

- 5 図 1 8 において、各複素ガウス雑音間には $Y = AX$ という関係が成り立つ。ここで、変換行列 A に逆行列が存在するとすれば、次式が成り立つ。

$$X = A^{-1}Y \quad \dots\dots(4)$$

- (4) 式は、(3) 式のような相関のある $(MNP \times 1)$ 信号ベクトル Y に行
10 列 A^{-1} を掛けることによって互いに無相関な $(MNP \times 1)$ 信号ベクトル X を得るという意味であり、この関係は固有値変換（または KL 変換）として知られているものである。固有値変換は A^{-1} として所望のパス相関行列 Σ_{YY} の MNP 個の $(MNP \times 1)$ 単位固有ベクトル $e_1, e_2, \dots\dots, e_{MNP}$ を並べたものを用いればよく、このとき変換行列 A は次式のようなになる。

15

$$A^{-1} = (e_1 \ e_2 \ \dots\dots e_{MNP})$$

$$A = (A^{-1})^{-1} = (A^{-1})^H = \begin{pmatrix} e_1^H \\ e_2^H \\ \vdots \\ e_{MNP}^H \end{pmatrix} \quad \dots\dots(5)$$

- このように固有値変換法により変換行列 A を求めることにより、互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変動を求める際に、要素数の少ない行列を用いることができるようになるので、少ない計算量で有相関瞬時変動を求めることが
20 できるようになる。

なおここでは、 $(M \times N \times \text{パス数})$ 分の互いに独立な瞬時変動に対して変換

行列Aを用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある
($M \times N \times \text{パス数}$) 分の有相関瞬時変動を形成することで、各チャンネル間及び
各パス間で互いに相関のある有相関瞬時変動を形成する場合について説明し
たが、本発明はこの場合に限らず適用できる。

- 5 例えば ($M \times N$) チャンネル分の互いに独立な複数の瞬時変動に対して変換行
列を用いた行列演算処理を施すことにより、チャンネル間で互いに相関のある M
 $\times N$ チャンネル分の有相関瞬時変動を形成することで、全チャンネル間で相関のあ
る $M \times N$ チャンネル分の有相関瞬時変動を形成してもよい。これは以下の説明で
も同様である。

10 (1-3-2) コレスキー分解法

所望のパス間相関行列 Σ_{YY} は次式のようにコレスキー分解できる。

$$\Sigma_{YY} = L^H L \quad \dots\dots\dots (6)$$

但し、 L は ($MNP \times MNP$) 型の下側三角行列

このとき、図18中の変換行列Aは得られた下側三角行列Lに対して次式のよ
うにすればよい。

$$A = L^H \quad \dots\dots\dots (7)$$

何故なら、図18より $Y = AX = L^H X$ なので、パス相関行列 $E(Y^H Y)$ は次
式のようになるからである。

20

$$E(YY^H) = E[(L^H X)(L^H X)^H] = E(L^H X X^H L) = L^H E(L X X^H) L = L^H L = \Sigma_{YY} \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで、ベクトルXの各要素は互いに独立なガウス変数なので、相関行列 $E(X X^H) = I$ を用いた。

コレスキー分解については最近演算量を大幅に削減できる近似アルゴリズムが発表されており(H.R.Karimi etc:「A Novel and efficient Solution to Block-Based Joint-Detection Using Approximate Cholesky Factorization」,PIMRC'98,p,1340-1345,1998)、これらを適用するのも効果的である。

このようにコレスキー分解法により変換行列Aを求めることにより、互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変動を求める際に、コレスキー分解により得られた下側三角行列を用いることができるようになるので、少ない計算量で有相関瞬時変動を求めることができるようになる。

10 (1-3-3) 拡張笹岡法

次に、行列Aにより有相関瞬時変動を求めるのとは別に、笹岡法をM×Nチャンネル伝送路に拡張して適用する方法（以下、これを拡張笹岡法と呼ぶ）を提案する。

まず笹岡が提案した方法を簡単に説明する。図19に笹岡が提案した有相関瞬時変動（2波）の発生ブロック図を示す。因みに、図19で想定している系とパラメータは、図15に示すものである。図19について説明すると、まずドップラーフィルタ102、105によって、それぞれ白色ガウス雑音発生部101、104により発生された2系統の白色ガウス雑音を、全方向から素波が到来するときのレイリーフェージングの電力密度スペクトラムにスペクトル整形する（素波の到来角や見通し角がわかっている場合は、それに応じてさらに帯域を狭めればよい）。

そしてこれらを有相関にするために2種類のフィルタ103、106を通過させる。従来の発生法ではこれらのフィルタ103、106は空間相関値 ρ と $\sqrt{1-\rho^2}$ であり時間相関を表現することができなかった。笹岡は時間相関をも盛込むためにこれをフィルタに置き換えたのである。フィルタ特性H(f)、G(f)は、2つの受信アンテナ素子間距離d、走行方向に対するアンテナの配置角度 ϕ 、キャリア波長 λ 、最大ドップラー周波数 f_D で決まるが、

利得が \sin と \cos の関係にあるので、素波 2 の複素乗算器 111 に入力する瞬
 時変動の電力密度スペクトラムは素波 1 のものと同形（ドップラーフィルタの
 形）になる。最後に $\cos \phi$ の符号に応じて遅延回路 108、109 のいずれか
 によって一方の素波に遅延を与える。なお遅延回路 108 からの出力は、 \cos
 5 $\phi \geq 0$ のとき有効となり、遅延回路 109 からの出力は、 $\cos \phi < 0$ のとき有効
 となる。

なお図 19 のフィルタ 103、106 は、複雑な特性（それも条件によって
 変化する）になるので、笹岡は周波数の異なるマルチトーンを重付け加算する
 ことにより実現することを提案している。

10 次に図 19 のようなスペクトル整形によって（2）式の空間・時間相関関数
 を満たす有相関瞬時変動を発生させるフィルタ 103、106 のフィルタ特性
 $H(f)$ 及び $G(f)$ を求める（因みに笹岡以前の有相関瞬時変動はこれらの
 フィルタが空間相関係数になったものが提案されていたが、 $d/\lambda \ll 1$ でない
 と良好な近似にならないことが述べられている）。

15 図 19 において 2 つのドップラーフィルタ出力信号を $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$
 とする。またチャネル間の相関の検討なので送信信号に依存しないよう 2 つの
 素波入力と共に 1 とし、瞬時変動の加わった素波出力を $y_1(t)$ 、 $y_2(t)$
 とする（つまりこれは有相関瞬時変動そのものである）。各々の電力密度スペ
 クトル（自己相関関数の周波数表現）及び相互電力密度スペクトル（相互相関
 20 関数の周波数表現）は次式のようになる。

$$S_{y_1 y_1}(f) = S_{x_1 x_1}(f) \quad = S(f) : \text{ドップラー スペクトラム}$$

$$S_{y_2 y_2}(f) = |H(f)|^2 S_{x_1 x_1}(f) + |G(f)|^2 S_{x_2 x_2}(f) = \{|H(f)|^2 + |G(f)|^2\} S(f)$$

$$S_{y_1 y_2}(f) = H^*(f) S_{x_1 x_1}(f) \quad = H^*(f) S_{x_1 x_1}(f)$$

..... (9)

まず有相関であっても瞬時変動の電力密度スペクトルの形は変わってはいないので、次式を満たさなければならない。

$$|H(f)|^2 + |G(f)|^2 = 1 \quad \dots\dots(10)$$

- 5 また相互電力密度スペクトル $S_{y_1 y_2}(f)$ は (2) 式をフーリエ変換したものであるから、次式が成り立たなければならない。

$$H(f) = \cos\left(\frac{2\pi d \cdot \sin \psi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{f_r}{f_D}\right)^2}\right) \quad \dots\dots(11)$$

すると (10) 式と (11) 式より、 $G(f)$ について次式が得られる。

10

$$G(f) = \sin\left(\frac{2\pi d \cdot \sin \psi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{f_r}{f_D}\right)^2}\right) \quad \dots\dots(12)$$

因みに、(12) 式は平方根を求める際に正負の複号が現れるが、どちらを選んでも瞬時変動の相関値には影響しないので正符号を選んでいる。

- 次に図 19 に示した有相関瞬時変動の発生法を $M \times N$ チャネル伝送路に適
15 用する方法を考察する。図 20 (A)、図 20 (B) は、 1×1 チャネルの瞬時変動から $M \times N$ チャネルの有相関瞬時変動を形成する原理の説明に供する図である。

- 図 20 (A) は、 $1 \times N$ チャネルと $1 \times M$ チャネルを示し、図 20 (B) は、
20 $1 \times M$ チャネルから $M \times 1$ チャネルへの変換を示す。まず図 20 (A) のように 1 本の送信アンテナからの波を N 本の受信アンテナで受信する場合を考える (この場合、各受信信号はいかにも相関がありそうである)。ここで送信アンテナー受信アンテナ 1 間の伝送路 (以下これを $1 - 1$ チャネルのように記

す) の複素インパルス応答はわかっていて、これより各チャネルの短区間遅延プロファイルは計算されているものとする。

瞬時変動に関しては、1-1チャネルの各パスと1-2チャネルの対応する各パスに対して図19の方法を適用する。以下同様にアンテナ間距離を変えながら1-3チャネル, ………, 1-Nチャネルの有相関瞬時変動を発生させればよい。

図20(B)左は、右から左方向の1×Mチャネル伝送路である。送受信アンテナが同じ位置とすると伝送路の可逆性から1-1チャネルは、図20(A)の1-1チャネルと同じ複素インパルス応答である。従って、図20(A)と同様に図20(B)左の全ての有相関瞬時変動を発生させることができる。後は再び伝送路の可逆性を用いて信号方向を変えれば、図20(B)右の全チャネルの有相関瞬時変動が得られる(つまり送信アンテナが異なっても受信アンテナが1つならやはり相関のある伝送路ということである)。

図20(A)の各受信アンテナに対して図20(B)左を適用することにより、M×Nチャネル伝送路の全ての有相関瞬時変動を発生させることができる。但し以下の点に注意する必要がある。

1. 遅延プロファイルで分離識別された各パス間では独立した白色ガウス雑音を用いる。これは、異なるパスは空間的にかなり違った経路であると考えられるためである。
2. 上記では1-1チャネルを基準伝送路としたが、どのチャネルを基準にしても構わない。これは、基準チャネルを変えると伝搬遅延や位相が変わるが、相対値としての変化は無いためである。因みに、アンテナ素子を円形配置にしたときには実際にはアンテナの無い中心点で基準チャネルを設定することもある。
3. 各チャネルの瞬時変動は基準チャネルに対する相関で規定して発生しているが、例えば図20(A)で1-2チャネルと1-3チャネルの相関については保証されない。というより、相関が2データベクトル間の余弦関数値であ

ることを考えると、この拡張法は適切でない。

(1-4) まとめ

以上の提案により、送受信アンテナの設置情報から、全チャネルのパスの遅延、位相および有相関瞬時変動を計算することができ、 $M \times N$ チャネルについて
5 全ての伝送路変動モデルを発生させることができる。これにより、RayTrace シミュレーションや実走行実験等で得られた既存の1チャネル伝送路測定データを $M \times N$ チャネル伝送路用測定データとして利用できるようになる。

(2) 実施の形態の構成

10 (2-1) 全体構成

図1との対応部分に同一符号を付した図21に、実施の形態による伝送路シミュレータ120と開発装置40、50との接続の様子を示す。なお以下では、図1を用いて既に説明した部分の説明は省略する。

伝送路シミュレータ120は、マルチアンテナ構成でなる開発装置40、50
15 の伝送路をシミュレートすることにより、開発装置40、50の伝送路特性を評価可能とするものである。

伝送路シミュレータ120は、送信系40のデジタルBB処理部41からのデジタルベースバンド信号DB、アナログBB処理部42からのアナログベースバンド信号AB及び無線回路43からの無線信号RFを入力可能とさ
20 れている。また伝送路シミュレータ120からの出力は、受信系50のデジタルBB処理部51、アナログBB処理部52又は無線回路53にスイッチSW3、SW4の動作に応じて選択的に出力されるようになされている。

これにより伝送路シミュレータ120においては、無線回路43及びアナログBB処理部42の開発が動作可能な状態まで完了していなくても、デジタルBB処理部41からのデジタルベースバンド信号DBを直接入力すること
25 とで、デジタルBB処理部41、51の伝送路特性を独立して評価することができるようになっている。

この結果、無線回路 4 3、5 3（特に受信系 5 0 の無線回路 5 3）が完成するのを待たなくても、処理の中心であるデジタルベースバンド処理部 4 1、5 1 の動作確認を行うことができるようになるので、開発効率を向上させることができる。

- 5 図 2 2 に伝送路シミュレータ 1 2 0 の構成を示す。伝送路シミュレータ 1 2 0 は、無線回路 4 3 からの無線信号 $RFin$ 、アナログ BB 処理部 4 2 からのアナログベースバンド信号 $ABin$ 又はデジタル BB 処理部 4 1 からのデジタルベースバンド信号 $DBin$ を、インターフェース部 1 2 2 に入力する。具体的には、送信アンテナ数 M ぶんの無線信号 $RFin$ 又はアナログベースバンド信号 $ABin$ がアナログ回路 1 2 3 に入力され、当該アナログ回路 1 2 3 によりデジタルベースバンド信号に変換されて出力される。スイッチ $SW10$ は、入力デジタルベースバンド信号 $DBin$ とアナログ回路 1 2 3 により変換されたデジタルベースバンドのいずれかを選択して送信アナログ調整部 1 2 4 10 15 15 個の信号により形成されているので、図中ではこれを $2M$ として示している。

つまり、送信アナログ調整部 1 2 4 以降の回路では、 M 個のデジタルベースバンド信号が処理対象となる。送信アナログ調整部 1 2 4 は、デジタルベースバンド信号の数 M だけ設けられており、開発装置（送信系）4 0 の M 個のアナログ BB 処理部 4 2 と無線回路 4 3 とアナログ回路 1 2 3 での性能のばらつきに起因して生じる M 個のデジタルベースバンド信号間での伝送特性の変化を補正する。送信アナログ調整部 1 2 4 の詳細な構成については後述する。

- 25 信号複製手段としてのスイッチ 1 2 5 は、 M 個のデジタルベースバンド信号をそれぞれ N 個にコピーすることにより、 $M \times N$ 個のデジタルベースバンド信号を形成し、これらを $M \times N$ 個の各チャネル処理部 1 2 6 - 1 ~ 1 2 6 - MN に送出する。また各チャネル処理部 1 2 6 - 1 ~ 1 2 6 - MN には、基準チャネルパス制御部 1 2 7 により形成された基準チャネルの伝送路モデル情

報や送受信アンテナ配置情報等が入力され、各チャネル処理部126-1～126-MNは各々自チャネルの伝送路モデルを構築する。そして構築した伝送路モデルに応じた自チャネル用短区間複素インパルス応答と有相関瞬時変動を複素乗算にて自チャネルのディジタルベースバンド信号に与える。このチャネル処理部126-1～126-MNの詳細構成については後述する。

選択合成部128は、チャネル処理部126-1～126-MNから出力されたディジタルベースバンド信号をM個ずつ選択合成することにより、受信アンテナ数Nぶんのディジタルベースバンド信号を形成する。

受信アナログ調整部129は、ディジタルベースバンド信号の数Nだけ設けられており、開発装置（受信系）50のN個のアナログBB処理部52と無線回路53とアナログ回路131での性能のばらつきに起因して生じるN個のディジタルベースバンド信号間での伝送特性の変化を補正する。受信アナログ調整部129の詳細な構成については後述する。

受信アナログ調整部129から出力されたディジタルベースバンド信号は、出力インターフェース部130に入力される。ここでディジタルBB処理部41、51の伝送路特性評価時には、ディジタルベースバンド信号DBoutがスイッチSW4を介して受信系50のディジタルBB処理部51に入力される。一方、ディジタルBB処理部41、51とアナログBB処理部42、52の伝送路特性評価時には、アナログ回路131により得られたアナログベースバンド信号ABoutがスイッチSW3を介して受信系50のアナログBB処理部52に入力される。またディジタルBB処理部41、51、アナログBB処理部42、52及び無線回路43、53の伝送路特性評価時には、アナログ回路131により得られた無線信号RFoutが受信系50の無線回路53に入力される。

25 (2-2) 基準チャネルパス制御部及びチャネル処理部の構成

次に基準チャネルパス制御部127とチャネル処理部126-1～126-MNの構成例について説明する。ここでは上述した拡張笹岡法を用いる場合

の構成例と、固有値変換法を用いる場合の構成例の2つの構成例について説明する。以下の説明をするにあたって、図23に示すようなパラメータP10～P20、P30を用いるものとする。

(2-2-1) 拡張笹岡法を用いる場合

- 5 図24に、基準チャネルパス制御部127の構成を示す。基準チャネルパス制御部127は、基準チャネル伝送路モデル形成部140と瞬時変動初期値発生部141とから構成されている。

- 基準チャネル伝送路モデル形成部140は、複素インパルス応答情報を手動設定する（つまり制御装置121により設定する）スタンダードモデル発生部
10 142、定期的に乱数によって複素インパルス応答を更新設定する統計モデル発生部143、RayTrace シミュレーションや実走行実験などから得られた複素インパルス応答情報を読み込み逐次更新設定する実走行モデル発生部144を有し、これらのモデル発生部142～144のいずれかで発生した1チャネル分の伝送路モデルを選択部145により選択して出力する。

- 15 これにより、基準チャネル伝送路モデル形成部140では、基準チャネルについての数十m間隔で変動する伝送路の複素インパルス応答情報（パス数、各パスの遅延及び複素利得からなる）が形成される。なお各モデル発生部142～144については、公知の技術であるためここでの説明は省略する。

- 瞬時変動初期値発生部141は、基準チャネル各パスについての瞬時変動初期値を乱数によりランダムな値となるように発生する。なお制御装置121から基準チャネル伝送路モデル形成部140にはパラメータP10（どの走行モデルを選択するかを指示するモデルタイプ指示、走行速度・方向、送受信アンテナの配置・指向性、位相変動のON/OFF指示）が入力される。また制御装置121からスタンダードモデル発生部142にはパラメータP11（パス
25 数、各パスの遅延・複素利得）が入力される。また制御装置121から実走行モデル発生部144にはパラメータP12（RayTrace／実走行実験データ）が入力される。

選択部 145 からは、基準チャネル伝送路モデルとして、パラメータ P14 (キャリア周波数、走行速度・方向、送受信アンテナの配置・指向性、位相変動の ON/OFF 指示) およびパラメータ P15 (パス分割数 (圧縮時)、基準チャネルのパス数、基準チャネルの各パスの遅延・短区間変動複素利得・到来角・見通し角) が出力される。

図 25 に、各チャネル処理部 126-1 ~ 126-MN の構成を示す。ここで各チャネル処理部 126-1 ~ 126-MN の構成は同じなので、以下チャネル処理部 126-1 の構成について説明する。チャネル処理部 126-1 は、自チャネル用短区間複素インパルス応答発生部 150 にパラメータ P14 とパラメータ P15 を入力する。

自チャネル用短区間複素インパルス応答発生部 150 は、送受信アンテナの配置から基準チャネルと自チャネルとの経路差を算出し、この経路差に基づいて、自チャネル各パスの短区間変動の複素利得を算出しこれをパラメータ P18 としてデータ補間部 151 に送出すると共に、自チャネルのパス数、各パスの遅延・到来角・見通し角をパラメータ P20 として有相関ガウス雑音発生部 152 に送出する。

すなわち、自チャネル用短区間複素インパルス応答発生部 150 は、送受信アンテナが設置される面積内では短区間複素インパルス応答に含まれる各パスの長区間変動及び短区間変動による利得は等しいと見なすことにより、自チャネルにも基準チャネルと同数のパスがあり、各パスの遅延と位相のみが、基準チャネルと自チャネルとの送受信点と自チャネルの送受信アンテナの位置関係と各パスの放射方向と到来方向から求まる経路差分だけずれるとして、自チャネルの複素インパルス応答を発生させる。

具体的には、遅延については後述するパス形成部 190 (図 30) で生じさせるので、自チャネル用短区間複素インパルス応答発生部 150 では、位相変化に応じて I 成分、Q 成分の大きさを制御した複素利得を発生させる。

この複素インパルス応答は、データ補間部 151 によりデータ補間されてア

アップコンバートされた後、フェージング付加部 1 5 4 の短区間変動付加部 1 5 5 に送出される。このようにチャネル処理部 1 2 6 - 1 では、データ補間部 1 5 1 を設けるようにしたことにより、データ補間部 1 5 1 より前の処理動作がある程度遅くてもベースバンド信号のサンプリング周波数 f_s に応じた細かな
5 変動を与えることができるようになっている。データ補間部 1 5 3 と有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 との関係についても同様である。

有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 は、パラメータ P 1 4、P 1 5、P 2 0 を入力し、自チャネルの各パスについての有相関ガウス雑音を発生する。つまり、この実施の形態の伝送路シミュレータ 1 2 0 においては、各チャネル処理部 1
10 2 6 - 1 ~ 1 2 6 - MN それぞれの有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 において、チャネル間、又はチャネル間及びパス間で相関のある $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成する。

有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 において発生された有相関瞬時変動 P 1 6 (各パスの瞬時変動の複素利得に加えて、パス数、各パスの遅延の情報を含む)
15 は、データ補間部 1 5 3 により補間された後、有相関瞬時変動付加部 1 5 6 に送出される。因みに、パス数、各パスの遅延情報は、後述するようにアンテナ配置に応じた遅延を有するマルチパスを形成するための情報として使われる。

図 2 6 に、有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 の構成を示す。有相関ガウス雑音発生部 1 5 2 は、基準チャネルの各パスの到来角と見通し角に応じた帯域のガウス雑音を基準チャネルの各パスの瞬時変動初期値の初期位相を有するマルチトーンとして発生し、このマルチトーンをドップラーフィルタとアンテナ配置情報をパラメータとする有相関フィルタ特性とで重み付けすることで、基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成するものである。つまり、上述した笹岡法を適用したものである。

25 具体的に説明すると、マルチトーン発生部 1 6 1 は、瞬時変動初期値発生部 1 6 0 により発生された自チャネル各パスの瞬時変動初期値を初期位相とするマルチトーンを発生する。このマルチトーンはドップラーフィルタ 1 6 2 に

よりドップラー周波数 f_D 内の所定帯域制限された後、(12) 式のフィルタ特性を有するフィルタ 165A に送出される。

一方、マルチトーン発生部 163 は、瞬時変動初期値発生部 141 (図 24) により発生された基準チャネル各パスの瞬時変動初期値に応じた初期位相を有するマルチトーンを発生する。このマルチトーンはドップラーフィルタ 164 によりドップラー周波数 f_D 内の所定帯域に制限された後、(11) 式のフィルタ特性を有するフィルタ 165B に送出される。

ここでドップラーフィルタ 162、164 にはキャリア周波数及び走行速度・方向が入力されており、これらに応じてドップラーフィルタ 162、164 の特性が決められる。また相関フィルタ部 165 にはキャリア周波数、走行速度・方向、送受信アンテナの配置・指向性、各パスの到来角・見通し角が入力されており、これらに応じて各フィルタ 165A、165B の特性が決められる。

相関フィルタ部 165 からの出力は加算器 166 により加算された後、位相変動 ON/OFF 部 167 に入力される。位相変動 ON/OFF 部 167 は、制御装置 121 からの位相変動 ON/OFF 指示に応じて有相関ガウス雑音の位相変動を ON/OFF 制御する。具体的には、位相変動を ON 制御することが指示された場合には、加算器 166 からの有相関ガウス雑音をそのまま出力する。

これに対して、位相変動を OFF 制御することが指示された場合には、I チャネルと Q チャネルの有相関ガウス雑音の変動値包絡線振幅 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ を求め、求めた変動値包絡線振幅を I チャネル及び Q チャネルの信号として出力する。つまり、瞬時変動値として I チャネル及び Q チャネルの大きさが同じ有相関ガウス雑音を形成することにより、続く有相関瞬時変動付加部 156 において位相変動を与えずにレベル変動のみを与えるようにする。この理由については後述する。

位相変動 ON/OFF 部 167 の出力は遅延部 168 を介して自チャネル

瞬時変動として、有相関瞬時変動付加部 156 に送出される。

かくして、各チャネル毎に設けられた有相関ガウス雑音発生部 152 により同様の基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を求めることにより、基準チャネルの各パスの情報から、当該基準チャネルと相関のある $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成できる。この結果、 $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を独立に設定する場合と比較して、的確かつ容易に $M \times N$ チャネル分の瞬時変動をシミュレートできるようなる。

なおここではマルチトーンを使って基準チャネルと相関のある有相関瞬時変動を求める場合について述べたが、マルチトーン発生部 161、163 で単なる白色ガウス雑音を発生し、ドップラーフィルタ 162、164 をパスの到来方向を考慮した帯域のみを通過させるフィルタ特性とすることにより、 $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を求めるようにしてもよい。

つまり、マルチトーンを発生して基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成する場合に限らず、基準チャネルとそれ以外の 1 チャネル分それぞれの帯域制限したガウス雑音を発生し、これら 2 つの帯域制限したガウス雑音を少なくともアンテナ配置情報をパラメータとする有相関フィルタ特性で重付け加算することで、基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成する、といった処理を $M \times N$ チャネル分だけ実行することにより、 $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成してもよい。

20 (2-2-2) 固有値変換法を用いる場合

次に固有値変換法を用いる場合の基準チャネルパス制御部、チャネル処理部及び有相関ガウス雑音発生部の構成を、図 27、図 28 及び図 29 を用いて説明する。

図 24 との対応部分に同一符号を付して示す図 27 に、固有値変換法を用いる場合の基準チャネルパス制御部 170 (図 22 の基準チャネルパス制御部 127 に対応する) の構成を示す。変換行列算出手段としての単位固有ベクトル算出部 171 は、基準チャネル伝送路モデル形成部 140 から出力されるパラ

メータ P 1 4、P 1 5 のうち、送受信アンテナの配置・指向性の情報と、基準チャンネルの各パスの到来角・見通し角の情報を入力する。

単位固有ベクトル算出部 1 7 1 は、先ず送受信アンテナの位置関係と基準チャンネルの波の放射方向及び到来方向とレイリーフェージングの理論相関値（チャンネル間の相関のみを求める場合には（1）式の空間相関関数を用い、チャンネル間及びパス間の相関を求める場合には（2）式の空間・時間相関関数を用いる）とから相関行列を求める。ここでチャンネル間の相関行列を求める場合には、 $(M \times N)$ 行、 $(M \times N)$ 列の行列となり、チャンネル間及びパス間の相関行列を求める場合には、 $(M \times N \times \text{パス数})$ 行、 $(M \times N \times \text{パス数})$ 列の行列となる。

次に、単位固有ベクトル算出部 1 7 1 は、（1-3-1）の項で説明したように、（3）式、（4）式及び（5）式に基づいて、単位固有ベクトル（実際には単位固有ベクトルを共役複素転置したもの）を算出する。そしてこれを互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列として有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 に送出する。實際上、単位固有ベクトル算出部 1 7 1 は、単位固有ベクトルと共に、各チャンネルの各パスの瞬時変動初期値を発生し、これらをパラメータ P 3 0 として図 2 8 に示すチャンネル処理部 1 7 2 の有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 に送出する。

ここで図 2 8 のチャンネル処理部 1 7 2 の構成は、有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 の構成が異なることを除いて図 2 5 で説明した構成と同様なので、ここでは有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 の構成のみ説明する。図 2 9 に、有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 の構成を示す。

有相関ガウス雑音発生部 1 7 3 は、ドップラーフィルタ部 1 8 0 において、各チャンネル間及び各パス間で互いに独立な $(M \times N \times \text{パス数})$ 分の瞬時変動を発生する。具体的に説明すると、帯域制限白色ガウス雑音発生部（LWGN）1 8 1-1 にはチャンネル 1-1 の各パスの瞬時変動初期値が入力され、帯域制限白色ガウス雑音発生部 1 8 1-2 にはチャンネル 1-2 の各パスの瞬時変動

初期値が入力され、……、帯域制限白色ガウス雑音発生部 181-MN にはチャンネル M-N の各パスの瞬時変動初期値が入力されることにより、各帯域制限白色ガウス雑音発生部 181-1 ~ 181-MN で互いに独立な帯域制限白色ガウス雑音が発生される。この独立な帯域制限白色ガウス雑音は、それぞれドップラーフィルタ 182-1 ~ 182-MN によりドップラー周波数 f_D 内に帯域制限された後、重み付け加算部 183 に送出される。

行列演算手段としての重み付け加算部 183 は、ドップラーフィルタ部 180 で得られた各チャンネル間及び各パス間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動に対して、自チャンネルの固有ベクトルを用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある有相関瞬時変動を求める。因みにこの有相関瞬時変動は、チャンネル間でも相関をもっている。

重み付け加算部 183 から出力された有相関瞬時変動は位相変動 ON/OFF 部 184 を介して自チャンネル各パスの瞬時変動として、有相関瞬時変動付加部 156 (図 28) に送出される。

かくして、各チャンネル間及び各パス間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動が発生し、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論時空間相関値とから ($MN \cdot$ パス数 $\times MN \cdot$ パス数) 相関行列を求め、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求め、($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を求めるようにしたので、各チャンネル間及び各パス間で互いに相関のある有相関瞬時変動を求めることができ、 $M \times N$ チャンネルでかつマルチパスが存在する伝送路のシミュレータを的確かつ容易に行うことができるようになる。

また同様に、各チャンネル間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動が発生し、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各

パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論空間相関値とから ($MN \times MN$) 相関行列を求め、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求め、前記複数の瞬時変動に対して変換行列を用いた行列演算処理をパス数回分施すこと

5 により、チャンネル間で互いに相関のある $M \times N$ チャンネル分の有相関瞬時変動を求めれば、基準チャンネルと各チャンネルの相関のみならず、全チャンネル間で相関のある $M \times N$ チャンネル分の有相関瞬時変動を形成できるようになる。この結果、実際の $M \times N$ チャンネル伝送路で発生する瞬時変動により近い瞬時変動を形成することができるようになる。

10 なおここでは、固有値変換法を用いて有相関瞬時変動を形成する場合について説明したが、同様の構成で上述したコレスキー分解法を用いた有相関瞬時変動を形成することができる。

簡単に説明すると、図 27 の単位固有ベクトル算出部 171 で固有ベクトルを算出するのではなく、(1-3-2) の項で説明したように、(6) 式及び

15 (7) 式に基づいて、パス相関行列をコレスキー分解して下側三角行列を得、その共役複素転置行列を算出する。そしてこれをチャンネル処理部 172 の有相関ガウス雑音発生部 173 に送出する。

有相関ガウス雑音発生部 173 では、行列演算手段としての重み付け加算部 183 にこのコレスキー分解により得た変換行列を入力し、この変換行列を用

20 いて重み付け加算を行うことで、有相関瞬時変動を求めるようにする。これにより、重み付け加算部 183 では、要素の半分の 0 の変換行列による演算を行うことになるので、少ない計算量で有相関瞬時変動を求めることができるようになる。

(2-3) フェージング付加部の構成

25 図 30 に、各チャンネル処理部 126-1 ~ 126-MN に設けられたフェージング付加部の構成を示す。フェージング付加部 154 は、スイッチ 125 (図 22) から出力されたデジタルベースバンド信号をシフトレジスタ 191 及

びセクタ192からなるパス形成部190に入力し、当該パス形成部190によって各パス信号を形成する。具体的には、シフトレジスタ191は入力されたデジタルベースバンド信号を、パスの最大遅延時間をアナログBB処理部42（図21）のサンプリング周期で除算した時間ずつシフトさせる。

- 5 セクタ192はシフトレジスタ191の各シフト段から出力される信号の中からパス数分の信号を選択して出力する。ここでパス形成部190には、制御装置121により指示されたパス数と、各チャネルの信号について送受信アンテナの配置に応じた遅延時間を示すパラメータP11が入力され、シフトレジスタ191及びセクタ192はこのパラメータP11に基づいて動作
- 10 する。これによりパス形成部190のセクタ192からは、送受信アンテナの配置に応じた自チャネルについてのパス遅延が与えられた各パスの信号が出力される。

- 各パスに対応する信号はそれぞれ有相関瞬時変動付加部156の各複素乗算器A1～Akに送出される。また各複素乗算器A1～Akにはデータ補間部
- 15 153から出力された有相関ガウス雑音P17が供給される。これにより各複素乗算器A1～Akからは有相関瞬時変動が与えられた各パスの信号が出力される。

- 有相関瞬時変動が付与された各パスの信号は、短区間変動付加部155を形成する複数の複素乗算器B1～Bkに送出される。各複素乗算器B1～Bkに
- 20 は、データ補間部151から出力された各パスの短区間変動の複素利得P19が供給されており、これにより短区間変動付加部155からは複素インパルス応答が畳み込まれた各パスの信号が出力される。次に、この各パスの信号が加算器C1、C2……により全て加算されることにより、伝送路変動が反映されたマルチパス信号が形成される。

- 25 このマルチパス信号は加算器C3に供給される。また加算器C3には、白色ガウス雑音発生部（WGN）21で発生された白色ガウス雑音が増幅器22により制御装置30で指定された雑音レベルS4に増幅されて供給されている。

これにより、加算器C 3においてマルチパス信号に受信機雑音が付加される。

加えて、フェージング付加部1 5 4は自動利得制御部1 9 3を有する。自動利得制御部1 9 3は、制御装置1 2 1からA G C制御部1 9 5に目標レベルが入力されることにより、A G C制御部1 9 5は目標レベルと増幅器1 9 4の出力信号の差分値を増幅器1 9 4の増幅値として設定する。この結果、自動利得制御部1 9 3では、簡易的なデジタル利得制御処理を行って、マルチパス信号を目標レベルで一定の信号とすることができる。

このようにマルチパス信号に対して利得制御を行う必要があるのは、加算器C 1により加算されたマルチパス信号は、それぞれ独立にレベル変動が与えられた各パスの信号を加算したものである。デジタルベースバンド信号自体にレベル変動が生じていると想定できるためである。これを考慮して、利得制御部1 9 3により簡易的なデジタル利得制御処理を行って、マルチパス信号のレベルを一定とすることにより、無線回路5 3（図2 1）が完成しておらずA G C処理が行えない場合でも、開発装置の受信系5 0内のA D変換でのビット落ちを防止することができる。この結果、デジタルB B処理部4 1のデジタルベースバンド信号に基づいてマルチパス伝送路での伝送路特性を良好に評価できるようになる。

またこの実施の形態の伝送路シミュレータ1 2 0においては、送信系のデジタルB B処理部4 1からのデジタルベースバンド信号を入力して、この信号に伝送路変動を与えた後、受信系5 0のデジタルB B処理部5 1に出力して、デジタルB B処理部4 1、5 1の伝搬特性を評価する場合には、位相変動ON/OFF部1 6 7（図2 6）、1 8 4（図2 9）をOFF制御し、有相関瞬時変動付加部1 5 6にIチャネルとQチャネルが同一レベルの有相関瞬時変動を入力する。これは図示していないが、短区間変動付加部1 5 3に供給する短区間変動についても同様である。

これにより、無線回路5 3のA F Cが無くても、デジタルB B処理部4 1、5 1の性能を単独で評価できるようになる。因みに、無線回路4 3、5 3が接

続された段階では、無線回路 5 3 による A G C 機能及び A F C 機能が働くので、各複素乗算器 A 1 ~ A k、B 1 ~ B k において I チャネルと Q チャネルのそれぞれの包絡線振幅が異なるような短区間変動の複素利得を乗算してデジタルベースバンド信号に位相変動を与えてもよい。

5 (2-4) 送信アナログ調整部及び受信アナログ調整部の構成

次に送信アナログ調整部 1 2 4 と受信アナログ調整部 1 2 9 の構成について説明する。この送信アナログ調整部 1 2 4 と受信アナログ調整部 1 2 9 は、M×Nチャネルの各チャネルに対応するアナログ回路の性能のばらつきにより生じる各チャネルの信号のばらつきを模擬するものである。

- 10 すなわちシミュレート対象としている開発装置 4 0、5 0 には、送信側に M 個、受信側に N 個のアナログ回路が存在し、これら M×N 個のアナログ回路間のばらつきが伝送路上の信号にも影響することに着目し、送信アナログ調整部 1 2 4 及び受信アナログ調整部 1 2 9 によりデジタルベースバンド信号に適宜このチャネル間でのばらつきを模擬して与えるようにした。これにより、
15 より現実に近い M×N チャネル伝送路での伝搬変動をシミュレートできるようになる。

- この結果、伝送路シミュレータ 1 2 0 においては、送信系 4 0 の無線回路 4 3 及び受信系 5 0 の無線回路 5 3 の開発が終了していなくても、これら無線回路 4 3、5 3 で生じるであろう信号劣化をデジタルベースバンド信号に付加
20 して、デジタル B B 処理部 4 1、5 1 の特性を評価できるようになる。

- この結果、デジタル B B 処理部 4 1、5 1 と無線回路 4 3、5 3 との適合性も含めて、デジタル B B 処理部 4 1、5 1 の伝送路特性を評価できるようになる。また、後に開発される無線回路 4 3、5 3 においてどの程度の信号劣化が生じるまで、デジタル B B 処理部 4 1、5 1 の性能が所望値を満たすか
25 を前もって測定できるようになる。

送信アナログ調整部 1 2 4 及び受信アナログ調整部 1 2 9 の構成を具体的に説明する。送信アナログ調整部 1 2 4 は、図 3 1 に示すように、スイッチ 1

25 (図22)からのベースバンド信号を利得アンバランス発生部210に入力する。利得アンバランス発生部210は、デジタルベースバンド信号のI、Qそれぞれのチャネル信号を独立に増幅することにより利得差を生じさせる。DCオフセット付加部211は、I、Qそれぞれのチャネル信号に一定値を増減することにより直流オフセットを付加する。

周波数オフセット・位相オフセット付加部212は、I、Qそれぞれのチャネル信号に無線回路43やアナログ回路123(図22)で生じるであろう周波数オフセット及び位相オフセットを付加する。實際上、周波数オフセット・位相オフセット付加部212は、各チャネルの信号に対して、瞬時位相 θ_1 、 θ_2 に応じた変動量 $\cos \theta_1$ 、 $\sin \theta_2$ を乗ずる複素乗算器でなる。

つまり、Iチャネル信号には変動量 $\cos \theta_1$ を乗じ、Qチャネル信号には変動量 $\sin \theta_2$ を乗じる。ここで瞬時位相 θ_1 、 θ_2 を一定とした場合には位相オフセットのみを付加したことを意味し、瞬時位相 θ_1 、 θ_2 が時間と共に変動する場合には位相オフセットに加えて周波数オフセットを付加したことを意味する。

送信アナログ調整部124では、この瞬時位相 θ_1 、 θ_2 を求めるに当たって、位相増分量算出回路215により周波数オフセット設定値 S_{20E} から1サンプル当たりの位相回転量を算出し、これを $\bmod 2\pi$ 算出回路217、219に送出する。この際、Iチャネル信号とQチャネル信号の直交性の崩れを付加するために、Qチャネル信号の位相回転量には加算器218により直交性の劣化量 S_{20F} を加える。

また加算器216には1サンプル前の位相が入力される。この1サンプル前の位相は、 Z^{-1} 算出回路222で初期位相(つまり、位相オフセット) S_{20D} と1サンプル前の位相とに基づく演算を行うことにより算出される。加算器216では、1サンプル前の位相に位相増分量算出回路215で算出した1サンプル分の位相回転量を加算することで、現サンプルの位相回転量が求められる。

このように、加算器 216、mod 2π 算出回路 217 及び Z-1 算出回路 222 の処理ループを繰り返すことにより、位相オフセット及び周波数オフセットが加味された 1 サンプル毎の I チャネル瞬時位相 θ_1 が算出されると共にこの瞬時位相 θ_1 に直交性の劣化量を加えた Q チャネル瞬時位相 θ_2 が
5 算出される。

そして周波数オフセット・位相オフセット付加部 212 では、デジタルベースバンド信号の I チャネルに変動量 $\cos \theta_1$ が付加され、Q チャネルに変動量 $\sin \theta_2$ が付加されることにより、送信系 40 の無線回路 43 やアナログ回路 123 で生じるであろうデジタルベースバンド信号の各チャネルに
10 ついての周波数オフセット及び位相オフセットが付加される。遅延調整部 213 は、無線回路 43 やアナログ回路で生じるであろう回路遅延量を付加する。

疑似パワーアンプ (PA) 部 214 は、無線回路 43 の増幅部で生じるであろう非線形歪みを模擬的に生じさせるもので、例えば図 32 に示すように構成されている。疑似 PA 部 214 は、包絡線振幅計算回路 230 によって、 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ を計算することによりデジタルベースバンド信号の包絡線振幅 X を
15 計算し、これを平均化回路 231 及び歪み演算部 232 に送出する。

平均化回路 231 は、制御装置 121 によって設定される忘却係数 (つまりレベル計算時定数) S_{20H} に応じた時間だけ包絡線振幅を平均化し、求めた平均値 P_{ave} を飽和レベル演算回路 233 に送出する。飽和レベル演算回路 2
20 33 は、包絡線振幅の平均値を P_{ave} とし、制御部 110 により設定されるパワーアンプのバックオフを IBO としたとき、飽和レベル A_{sat} を次式により求める。

$$A_{sat} = P_{ave} \times 10^{-\frac{IBO}{20}} \quad \dots\dots(13)$$

25 歪み演算部 232 は、包絡線振幅計算回路 230 により求めた包絡線振幅値 X と、飽和レベル演算回路 233 により求めた飽和レベル A_{sat} を用いて、増

幅器 2 3 4 の制御値を次式により算出する。

$$\text{制御値} = \frac{1}{\left\{ 1 + \left(\frac{|x|}{A_{sat}} \right)^{10} \right\}^{\frac{1}{10}}} \quad \dots\dots(14)$$

これにより、疑似パワーアンプ（PA）部 2 1 4 は、デジタルベースバンド
5 信号に対して、無線回路 4 3 の増幅部で生じるであろう非線形歪みを模擬的に
付加することができる。

受信アナログ調整部 1 2 9 は、図 3 3 に示すように構成されている。受信ア
ナログ調整部 1 2 9 は、選択合成部 1 2 8（図 2 2）から出力されたデジタル
ベースバンド信号を周波数オフセット・位相オフセット付加部 2 5 1 に入力
10 する。

周波数オフセット・位相オフセット付加部 2 5 1 は、上述した送信アナログ
調整部 1 2 4 の周波数オフセット・位相オフセット付加部 2 1 2 と同様の処理
を行う。すなわち I、Q それぞれのチャンネルに受信系 5 0 の無線回路 5 3 やア
ナログ回路 1 3 1（図 2 2）で生じるであろう周波数オフセット及び位相オフ
15 セットを付加する。實際上、周波数オフセット・位相オフセット付加部 2 1 2
は、各チャンネルの信号に対して、瞬時位相 $\theta 1'$ 、 $\theta 2'$ に応じた変動量 $\cos \theta 1'$ 、 $\sin \theta 2'$ を乗ずる複素乗算器でなる。つまり、I チャンネル信号
には変動量 $\cos \theta 1'$ を乗じ、Q チャンネル信号には変動量 $\sin \theta 2'$ を乗
じる。

20 受信アナログ調整部 1 2 9 では、この瞬時位相 $\theta 1'$ 、 $\theta 2'$ を求めるに当
たって、位相増分量算出回路 2 5 2 により周波数オフセット設定値 S 2 2 B か
ら 1 サンプル当たりの位相回転量を算出し、これを $\text{mod } 2\pi$ 算出回路 2 5
4、2 5 6 に送出する。この際、I チャンネル信号と Q チャンネル信号の直交性の
崩れを付加するために、Q チャンネル信号の位相回転量には加算器 2 5 5 により
25 直交性の劣化量 S 2 2 C を加える。

また加算器 253 には 1 サンプル前の位相が入力される。この 1 サンプル前の位相は、Z-1 算出回路 259 で初期位相（つまり、位相オフセット）S22A と 1 サンプル前の位相とに基づく演算を行うことにより算出される。加算器 253 では、1 サンプル前の位相に位相増分量算出回路 252 で算出した 1
5 サンプル分の位相回転量を加算することで、現サンプルの位相回転量が求められる。

そして周波数オフセット・位相オフセット付加部 251 では、デジタルベースバンド信号の I チャンネルに変動量 $\cos \theta_1'$ が付加され、Q チャンネルに変動量 $\sin \theta_2'$ が付加されることにより、受信系 50 の無線回路 53 やア
10 ナログ回路 131 で生じるであろうデジタルベースバンド信号の各チャンネルについての周波数オフセット及び位相オフセットが付加される。

利得アンバランス発生部 261 は、デジタルベースバンド信号の I、Q それぞれのチャンネル信号を独立に増幅することにより利得差を生じさせる。DC
オフセット付加部 262 は、I、Q それぞれのチャンネルに一定値を増減することにより直流オフセットを付加する。遅延調整部 263 は、無線回路 53 やア
15 ナログ回路 131 で生じるであろう回路遅延量を付加する。

ここで送信アナログ調整部 124 及び受信アナログ調整部 129 の各種の設定値 S20 (S20A~S20I)、S22 (S22A~S22H) は、ユーザが制御装置 121 を介して任意に選択することができるようになっている。
20 る。

これにより、送信系 40 の無線回路 43 や受信系 50 の無線回路 53 ができあがる前から、つまりデジタル BB 処理部 41、51 のみが完成した段階で、無線回路 43、53 やアナログ回路 123、131 で生じるであろう利得アンバランス、DC オフセット、周波数オフセット、位相オフセット、回路遅延又
25 は増幅時の非線形歪み等を自在に模擬することができるようになるので、開発中のデジタル BB 処理部 41、51 と種々の特性の無線回路 43、53 とを組み合わせた際の、デジタル BB 処理部 41、51 の特性評価を行うことが

できるようになる。

(3) 実施の形態の効果

かくして以上の構成によれば、送信系40により得られたM個の信号をそれぞれN個ずつ複製することにより $M \times N$ 個のチャネル信号を形成するスイッチ125と、この $M \times N$ 個のチャネル信号それぞれに対して、送受信アンテナの配置に応じた有相関瞬時変動及び短区間変動を与えるチャネル処理部126-1～126-MNと、伝送路変動が与えられた $M \times N$ 個のチャネル信号を選択的にM個ずつ合成することによりN個の信号を形成する選択合成部128を設けたことにより、マルチアンテナ装置において実際に生じる伝送路変動を模擬できるようになるので、マルチアンテナ装置における伝送路特性を的確かつ容易にシミュレートできるようになる。

本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、送受信アンテナの配置情報をを用いて、 $M \times N$ チャネル伝送路それぞれにおける伝送路変動を形成する伝送路変動形成ステップと、この $M \times N$ チャネル分の伝送路変動を $M \times N$ チャネルの信号にそれぞれに与える伝送路変動付与ステップと、を含むようにする。

この方法によれば、送受信アンテナの配置情報から $M \times N$ チャネル伝送路全ての伝送路変動を形成しているので、マルチアンテナ装置により形成される $M \times N$ チャネル伝送路での伝送路変動を的確かつ容易に形成できるようになる。また走行実験で伝送路データを収集し再現する場合にも、送受信アンテナを各1本を有するデータ収集装置で1チャネル分のデータを収集し、これを基準チャネルとしてこれと開発装置の送受信アンテナとの相対配置から $M \times N$ チャネル伝送路での伝送路変動を的確かつ容易に形成できるので、データ蓄積用のメモリを大幅に節約でき、走行実験回数も激減して開発効率を向上できる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、伝送路変動形成ステップでは、送受信アンテナの配置情報をを用いて、アンテナ配置に起因する各伝送路

での遅延と位相変化を求め、各チャネル伝送路間でこの遅延と位相変化が異なる伝送路変動を形成するようにする。

この方法によれば、アンテナ配置に起因する各伝送路での遅延と位相変化のみを異ならせて、 $M \times N$ チャネル分の伝送路変動を形成するようにしたので、

5 容易に $M \times N$ チャネル分の伝送路変動を形成することができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、伝送路変動形成ステップでは、伝送路変動として各チャネル伝送路に関する短区間変動を形成するにあたって、各チャネルの送受信アンテナの位置関係の情報と、各パスの放射方向及び到来方向の情報とを用いて、予め設定又は用意された基準チャネルの各パスと各チャネルの各パスとの経路差を求め、各チャネルの各パスの信号に、基準チャネルの各パスの短区間変動に対してこの経路差分だけ異なる位相差を生じさせるような短区間変動を形成することで、 $M \times N$ チャネル分についての短区間変動を形成するようにする。

この方法によれば、送信アンテナ間および受信アンテナ間の距離は短区間変動周期よりも十分短いため各チャネル内のパス数およびパスの利得が等しいと見なして、基準チャネルの各パスの短区間変動に対してこの経路差分だけ異なる位相差を生じさせるような短区間変動を形成するようにしたので、基準チャネルの伝送路モデルから $M \times N$ チャネル全ての短区間変動を形成することができ、予め基準チャネルの伝送路モデルさえ用意すれば、 $M \times N$ チャネル伝送路の短区間変動を容易かつ的確に形成することができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、伝送路変動形成ステップでは、伝送路変動として各チャネル伝送路に関する瞬時変動を形成するにあたって、基準チャネルとそれ以外の1チャネル分それぞれの帯域制限したガウス雑音を発生し、これら2つの帯域制限したガウス雑音を少なくともアンテナ配置情報をパラメータとする有相関フィルタ特性で重付け加算することで、基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成する、といった処理を $M \times N$ チャネル分だけ実行することにより、 $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変

動を形成するようにする。

この方法によれば、基準チャネルの各パスの情報から、当該基準チャネルと相関のある $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成できるようになり、 $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を独立に設定する場合と比較して、的確かつ容易に $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を形成できるようなる。なおこの方法は、換言すれば、2チャネル分の有相関瞬時変動を発生させる方法として従来提案されていた笹岡による方法を、 $M \times N$ チャネルの有相関瞬時変動を発生させるように拡張したものである。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、伝送路変動形成ステップが、各チャネル間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) の瞬時変動を発生するステップと、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論空間相関値とから ($MN \times MN$) 相関行列を求めるステップと、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求めるステップと、前記各チャネルで対応するパスの瞬時変動毎に前記変換行列を用いた行列演算処理をパス数回分施すことにより、チャネル間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を求めるステップと、を含むようにする。

この方法によれば、基準チャネルと各チャネルの相関のみならず、全チャネル間で相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を形成できるようになる。この結果、実際の $M \times N$ チャネル伝送路で発生する瞬時変動により近い瞬時変動を形成することができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、伝送路変動形成ステップは、各チャネル間及び各パス間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生するステップと、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論時空間相関値とから ($MN \cdot$ パス数 $\times MN \cdot$ パス数) 相関行列を求めるステップと、互いに

- 無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求めるステップと、前記 ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を求めるステップと、を含むようにする。

この方法によれば、各チャネル間及び各パス間で互いに相関のある有相関瞬時変動を求めるようにしたので、 $M \times N$ チャネルでかつマルチパスが存在する伝送路のシミュレートも的確かつ容易に行うことができるようになる。

- 本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、変換行列を求めるステップでは、前記変換行列を固有値変換により求めるようにする。

この方法によれば、互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変動を求める際に、 $(M \times N)^2$ 個や $(M \times N \times \text{パス数})^2$ 個の要素をもった行列を用いるのではなく、要素数の少ない行列 (固有値) を用いることができるようになるので、少ない計算量で有相関瞬時変動を求めることができるようになる。

- 15 本発明の一つの態様の伝送路シミュレート方法は、変換行列を求めるステップでは、前記変換行列をコレスキー分解により求めるようにする。

- この方法によれば、互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変動を求める際に、 $(M \times N)^2$ 個や $(M \times N \times \text{パス数})^2$ 個の要素をもった行列を用いるのではなく、コレスキー分解により得られた下側三角行列を用いるようにしたので、少ない計算量で有相関瞬時変動を求めることができるようになる。

- 20 本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、 M 本の送信アンテナと N 本の受信アンテナを用いる $M \times N$ チャネル伝送方式を用いた無線機器の伝送路特性をシミュレートする伝送路シミュレータであって、無線機器の送信系により得られた M 個の信号を入力する入力手段と、この M 個の信号をそれぞれ N 個ずつ複製することにより、 $M \times N$ 個のチャネル信号を形成する信号複製手段と、この $M \times N$ 個のチャネル信号それぞれに対して、送受信アンテナの配置に応じた伝送路変動を与えるチャネル処理手段と、伝送路変動が与えられた $M \times N$ 個

のチャネル信号を選択的にM個ずつ合成することにより、N個の信号を形成する合成手段とを具備する構成を採る。

この構成によれば、マルチアンテナ装置において実際に生じる伝送路変動を模擬できるようになるので、マルチアンテナ装置における伝送路特性を的確かつ容易にシミュレートできるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、チャネル処理手段は、各チャネルの信号について送受信アンテナの配置に応じた遅延を有する各パスの信号を形成するパス形成手段と、各チャネルの各パスに与える短区間変動の複素利得を形成する短区間複素インパルス応答発生手段と、各チャネルの各パスの信号に対して短区間変動を付加する短区間変動付加手段と、を具備し、短区間複素インパルス応答発生手段は、各チャネルの送受信アンテナの位置関係の情報と、各パスの放射方向及び到来方向の情報とを用いて、基準チャネルの各パスと各チャネルの各パスとの経路差を求め、パス形成手段により形成された各チャネルの各パスの信号に、予め設定又は用意された基準チャネルの各パスの短区間変動に対してこの経路差分だけ異なる位相差を生じさせるような短区間変動を発生するようにする。

この構成によれば、基準チャネルの伝送路モデルから $M \times N$ チャネル全ての短区間変動を形成することができるので、予め基準チャネルの伝送路モデルさえ用意すれば、 $M \times N$ チャネル伝送路の短区間変動を容易かつ的確に形成することができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、チャネル処理手段は、各チャネルの信号について送受信アンテナの配置に応じた遅延を有する各パスの信号を形成するパス形成手段と、各チャネルの各パスに与える有相関瞬時変動を発生する有相関ガウス雑音発生手段と、各チャネルの各パスの信号に対して有相関瞬時変動を付加する有相関瞬時変動付加手段と、を具備する構成を採る。

この構成によれば、 $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を独立に設定する場合と比較して、マルチアンテナ装置において実際に生じるであろう $M \times N$ チャネル分

の瞬時変動を良好に模擬して、送受信アンテナの配置に応じた遅延が与えられた各パスの信号に付加することができるようになる。

- 本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、有相関ガウス雑音発生手段は、基準チャネルとそれ以外の 1 チャネル分それぞれの帯域制限したガウス雑音
- 5 を発生し、これら 2 つの帯域制限したガウス雑音を少なくともアンテナ配置情報をパラメータとする有相関フィルタ特性で重付け加算することで、基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成する、といった処理を $M \times N$ チャネル分だけ実行することにより、 $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を発生する構成を採る。
- 10 この構成によれば、基準チャネルの各パスの情報から、当該基準チャネルと相関のある $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成できるようになり、 $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を独立に設定する場合と比較して、的確かつ容易に $M \times N$ チャネル分の瞬時変動を形成できるようなる。なおこの構成は、換言すれば、2 チャネル分の有相関瞬時変動を発生させる方法として従来提案されていた笹岡による方法を、 $M \times N$ チャネルの有相関瞬時変動を発生させるように拡張したものである。
- 15

- 本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、さらに、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論空間相関値とから相関行列を求めた後、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を
- 20 前記相関行列に基づいて求める変換行列算出手段を具備し、前記有相関ガウス雑音発生手段は、各チャネル間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生する瞬時変動発生手段と、前記複数の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理をパス数回分施すことにより、チャネル間で互いに相関
- 25 のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を発生する行列演算手段と、を具備する構成を採る。

この構成によれば、基準チャネルと各チャネルの相関のみならず、全チャネ

ル間で相関のある $M \times N \times$ パス数分の有相関瞬時変動を形成できるようになる。この結果、実際の $M \times N$ チャネル伝送路で発生する瞬時変動により近い瞬時変動を形成することができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、さらに、入力データ又は実験
5 データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリー
フェージングの理論時空間相関値とから相関行列を求めた後、互いに無相関な
信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列
を前記相関行列に基づいて求める変換行列算出手段を具備し、前記有相関ガウ
ス雑音発生手段は、各チャネル間及び各パス間で互いに独立な（ $M \times N \times$ パス
10 数）分の瞬時変動を発生する瞬時変動発生手段と、前記複数の瞬時変動に対し
て前記変換行列を用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関
のある（ $M \times N \times$ パス数）分の有相関瞬時変動を発生する行列演算手段と、を
具備する構成を採る。

この構成によれば、各チャネル間及び各パス間で互いに相関のある有相関瞬
15 時変動を求めるようにしたので、 $M \times N$ チャネルでかつマルチパスが存在する
伝送路特性のシミュレートも的確かつ容易に行うことができるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、変換行列算出手段は、変換行
列を固有値変換により求める構成を採る。

この構成によれば、行列演算手段で互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変
20 動を求める際に、 $(M \times N)^2$ 個や $(M \times N \times \text{パス数})^2$ 個の要素をもった行列
を用いるのではなく、要素数の少ない行列（固有値）を用いることができるよ
うになるので、行列演算手段での計算量を少なくすることができる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、変換行列算出手段は、変換行
列をコレスキー分解により求める構成を採る。

25 この構成によれば、行列演算手段で互いに独立な瞬時変動から有相関瞬時変
動を求める際に、 $(M \times N)^2$ 個や $(M \times N \times \text{パス数})^2$ 個の要素をもった行列
を用いるのではなく、コレスキー分解により得られた下側三角行列を用いるよ

うになるので、行列演算手段での計算量を少なくすることができる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、デジタル回路により構成され、前記 $M \times N$ チャネルの各チャネルに対応するアナログ回路の性能のばらつきにより生じる各チャネルの信号のばらつきを模擬するアナログ調整手段を、
5 さらに具備する構成を採る。

この構成によれば、シミュレートの対象としているマルチアンテナ装置には、送信側に M 個、受信側に N 個のアナログ回路が存在し、これら $M \times N$ 個のアナログ回路間のばらつきが伝送路上の信号にも影響することに着目し、アナログ調整手段によりデジタルベースバンド信号に適宜このチャネル間でのばらつきを模擬して与えるようにしたので、より現実に近い $M \times N$ チャネル伝送路
10 での伝送路変動をシミュレートできるようになる。

本発明の一つの態様の伝送路シミュレータは、無線機器の送信系のデジタルベースバンド処理部の出力信号を入力する入力インターフェースと、伝送路変動を与えた各パスの信号を加算したマルチパス信号の信号レベルがほぼ一定になるような利得制御を行う利得制御手段と、利得制御後のデジタルベースバンド信号を無線機器の受信系のデジタルベースバンド処理部に出力する出力インターフェースと、をさらに具備すると共に、前記チャネル処理手段において、 I 成分と Q 成分が等しい伝送路変動成分を与えるようにする構成を採る。
15

この構成によれば、入力手段からデジタルベースバンド信号を直接入力し、かつ伝送路変動が与えられたマルチパス信号に対して受信系内の AD 変換でビット落ちの生じないように利得制御手段によるレベル補正を行い、かつ I 成分と Q 成分が等しい伝送路変動成分を与えるようにしたので、開発装置受信系の無線回路がなくても各パスに対して $AF C$ と $AG C$ がほぼ理想的に動作したときの特性を測定することができるようになる。この結果、 $AG C$ 回路や $AF C$ 回路が無くても、デジタルベースバンド信号のみでデジタルベースバンド処理部の性能を評価できるようになる。このように無線回路が無くてもデ
20 25

ィジタルベースバンド処理部の特性を評価できるようになるので、開発効率を向上させることができるようになる。

以上説明したように本発明によれば、受信アンテナの配置情報を用いて、 $M \times N$ チャネル伝送路それぞれにおける伝送路変動を形成し、この $M \times N$ チャネル分の伝送路変動を $M \times N$ チャネルの信号にそれぞれに与えるようにしたので、送受信アンテナの配置情報から $M \times N$ チャネル伝送路全ての伝送路変動を形成でき、マルチアンテナ装置により形成される $M \times N$ チャネル伝送路での伝送路変動を的確かつ容易に形成できるようになる。

本明細書は、2002年12月24日出願の特願2002-372960に基づく。その内容はすべてここに含めておく。

産業上の利用可能性

本発明は、例えば携帯電話やその基地局、無線LAN (Local Area Network) のMT (Mobile Terminal) やAP (Access Point) を開発する際に用いて好適なものである。

請求の範囲

1. M本の送信アンテナとN本の受信アンテナから形成されるM×Nチャネル伝送路をシミュレートする伝送路シミュレート方法であって、
送受信アンテナの配置情報を用いて、前記M×Nチャネル伝送路それぞれに
5 おける伝送路変動を形成する伝送路変動形成ステップと、
このM×Nチャネル分の伝送路変動をM×Nチャネルの信号にそれぞれに
与える伝送路変動付与ステップと、を含む伝送路シミュレート方法。
2. 前記伝送路変動形成ステップでは、前記送受信アンテナの配
置情報を用いて、アンテナ配置に起因する各伝送路での遅延と位相変化を求め、
10 各チャネル伝送路間でこの遅延と位相変化が異なる伝送路変動を形成する、請
求項1に記載の伝送路シミュレート方法。
3. 前記伝送路変動形成ステップでは、前記伝送路変動として各
チャネル伝送路に関する短区間変動を形成するにあたって、各チャネルの送受
信アンテナの位置関係の情報と、各パスの放射方向及び到来方向の情報とを用
15 いて、予め設定又は用意された基準チャネルの各パスと各チャネルの各パスと
の経路差を求め、各チャネルの各パスの信号に、基準チャネルの各パスの短区
間変動に対してこの経路差分だけ異なる位相差を生じさせるような短区間変
動を形成することで、前記M×Nチャネル分についての短区間変動を形成する、
請求項2に記載の伝送路シミュレート方法。
- 20 4. 前記伝送路変動形成ステップでは、前記伝送路変動として各
チャネル伝送路に関する瞬時変動を形成するにあたって、基準チャネルとそれ
以外の1チャネル分それぞれの帯域制限したガウス雑音を発生し、これら2つ
の帯域制限したガウス雑音を少なくともアンテナ配置情報をパラメータとす
る有相関フィルタ特性で重付け加算することで、基準チャネルの瞬時変動と相
25 関のある有相関瞬時変動を形成する、といった処理をM×Nチャネル分だけ実
行することにより、M×Nチャネル分の有相関瞬時変動を形成する、請求項1
に記載の伝送路シミュレート方法。

5. 前記伝送路変動形成ステップは、

各チャネル間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生するステップと、

- 5 入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論空間相関値とから ($MN \times MN$) 相関行列を求めるステップと、

互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求めるステップと、

- 10 前記各チャネルで対応するパスの瞬時変動毎に前記変換行列を用いた行列演算処理をパス数回分施すことにより、チャネル間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を求めるステップと、

を含む請求項 1 に記載の伝送路シミュレート方法。

6. 前記伝送路変動形成ステップは、

- 15 各チャネル間及び各パス間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生するステップと、

入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論時空間相関値とから ($MN \cdot$ パス数 $\times MN \cdot$ パス数) 相関行列を求めるステップと、

- 20 互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求めるステップと、

前記 ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を求めるステップと、

を含む請求項 1 に記載の伝送路シミュレート方法。

- 25 7. 前記変換行列を求めるステップでは、前記変換行列を固有値変換により求める、請求項 5 又は請求項 6 に記載の伝送路シミュレート方法。

8. 前記変換行列を求めるステップでは、前記変換行列をコレス

キー分解により求める、請求項5又は請求項6に記載の伝送路シミュレート方法。

9. M本の送信アンテナとN本の受信アンテナを用いる $M \times N$ チャンネル伝送方式を用いた無線機器の伝送路特性をシミュレートする伝送路シ

5 ミュレータであって、

無線機器の送信系により得られたM個の信号を入力する入力手段と、

前記M個の信号をそれぞれN個ずつ複製することにより、 $M \times N$ 個のチャンネル信号を形成する信号複製手段と、

10 前記 $M \times N$ 個のチャンネル信号それぞれに対して、送受信アンテナの配置に応じた伝送路変動を与えるチャンネル処理手段と、

伝送路変動が与えられた $M \times N$ 個のチャンネル信号を選択的にM個ずつ合成することにより、N個の信号を形成する合成手段と

を具備する伝送路シミュレータ。

10. 前記チャンネル処理手段は、各チャンネルの信号について送受信アンテナの配置に応じた遅延を有する各パスの信号を形成するパス形成手段と、各チャンネルの各パスに与える短区間変動の複素利得を形成する短区間複素インパルス応答発生手段と、各チャンネルの各パスの信号に対して短区間変動を付加する短区間変動付加手段と、を具備し、前記短区間複素インパルス応答発生手段は、各チャンネルの送受信アンテナの位置関係の情報と、各パスの放射方向及び到来方向の情報とを用いて、基準チャンネルの各パスと各チャンネルの各パスとの経路差を求め、前記パス形成手段により形成された各チャンネルの各パスの信号に、予め設定又は用意された基準チャンネルの各パスの短区間変動に対してこの経路差分だけ異なる位相差を生じさせるような短区間変動を発生する、請求項9に記載の伝送路シミュレータ。

25 11. 前記チャンネル処理手段は、各チャンネルの信号について送受信アンテナの配置に応じた遅延を有する各パスの信号を形成するパス形成手段と、各チャンネルの各パスに与える有相関瞬時変動を発生する有相関ガウス雑

音発生手段と、各チャネルの各パスの信号に対して有相関瞬時変動を付加する有相関瞬時変動付加手段と、を具備する請求項 9 に記載の伝送路シミュレータ。

12. 前記有相関ガウス雑音発生手段は、基準チャネルとそれ以外の 1 チャネル分それぞれの帯域制限したガウス雑音を発生し、これら 2 つの帯域制限したガウス雑音を少なくともアンテナ配置情報をパラメータとする有相関フィルタ特性で重付け加算することで、基準チャネルの瞬時変動と相関のある有相関瞬時変動を形成する、といった処理を $M \times N$ チャネル分だけ実行することにより、 $M \times N$ チャネル分の有相関瞬時変動を形成する、請求項 11 に記載の伝送路シミュレータ。

13. さらに、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論空間相関値とから相関行列を求めた後、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求める変換行列算出手段を具備し、

前記有相関ガウス雑音発生手段は、各チャネル間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生する瞬時変動発生手段と、

前記複数の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理をパス数回分施すことにより、チャネル間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動を発生する行列演算手段と、

を具備する請求項 11 に記載の伝送路シミュレータ。

14. さらに、入力データ又は実験データと、アンテナの位置関係により求めた各パスの伝搬経路差と、レイリーフェージングの理論時空間相関値とから相関行列を求めた後、互いに無相関な信号ベクトルから互いに相関のある信号ベクトルを算出するための変換行列を前記相関行列に基づいて求める変換行列算出手段を具備し、

前記有相関ガウス雑音発生手段は、

各チャネル間及び各パス間で互いに独立な ($M \times N \times$ パス数) 分の瞬時変動を発生する瞬時変動発生手段と、

前記複数の瞬時変動に対して前記変換行列を用いた行列演算処理を施すことにより、パス間で互いに相関のある ($M \times N \times$ パス数) 分の有相関瞬時変動

5 を発生する行列演算手段と、

を具備する請求項 1 1 に記載の伝送路シミュレータ。

1 5. 前記変換行列算出手段は、前記変換行列を固有値変換により求める、請求項 1 3 又は請求項 1 4 に記載の伝送路シミュレータ。

1 6. 前記変換行列算出手段は、前記変換行列をコレスキー分解
10 により求める、請求項 1 3 又は請求項 1 4 に記載の伝送路シミュレータ。

1 7. デジタル回路により構成され、前記 $M \times N$ チャネルの各チャネルに対応するアナログ回路の性能のばらつきにより生じる各チャネルの信号のばらつきを模擬するアナログ調整手段を、さらに具備する請求項 9 に記載の伝送路シミュレータ。

15 1 8. 無線機器の送信系のデジタルベースバンド処理部の出力信号を入力する入力インターフェースと、伝送路変動を与えた各パスの信号を加算したマルチパス信号の信号レベルがほぼ一定になるような利得制御を行う利得制御手段と、利得制御後のデジタルベースバンド信号を無線機器の受信系のデジタルベースバンド処理部に出力する出力インターフェースと、を
20 さらに具備すると共に、前記チャネル処理手段において、I 成分と Q 成分が等しい伝送路変動成分を与えるようにする、請求項 9 に記載の伝送路シミュレータ。

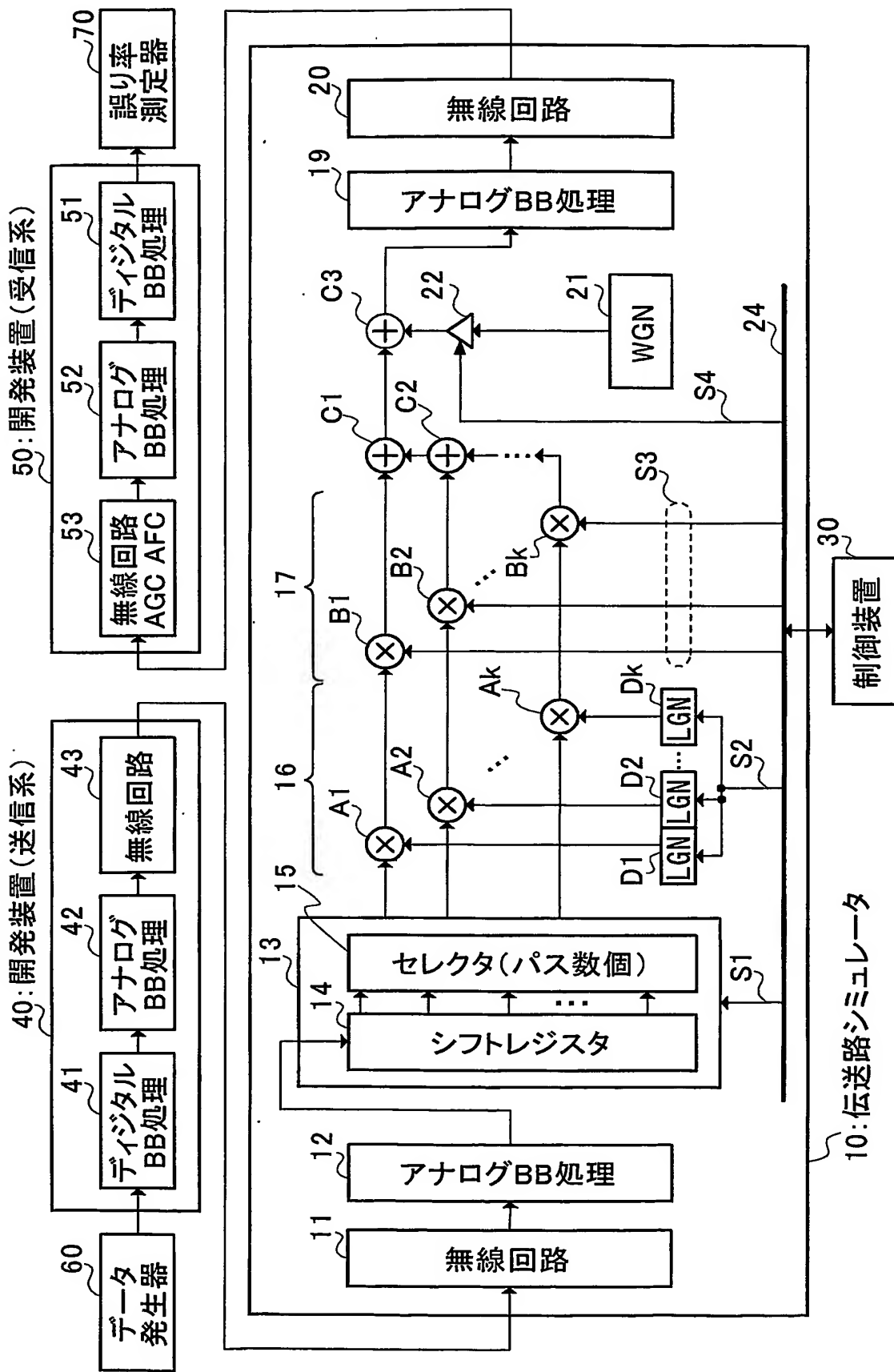


図1 (PRIOR ART)

2/28

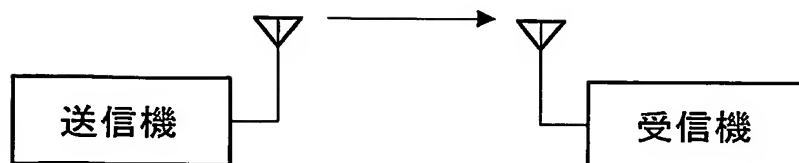


図2

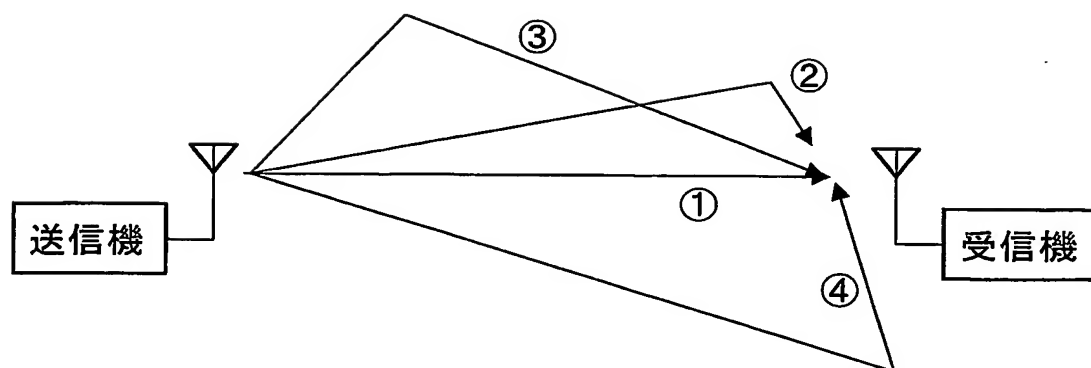
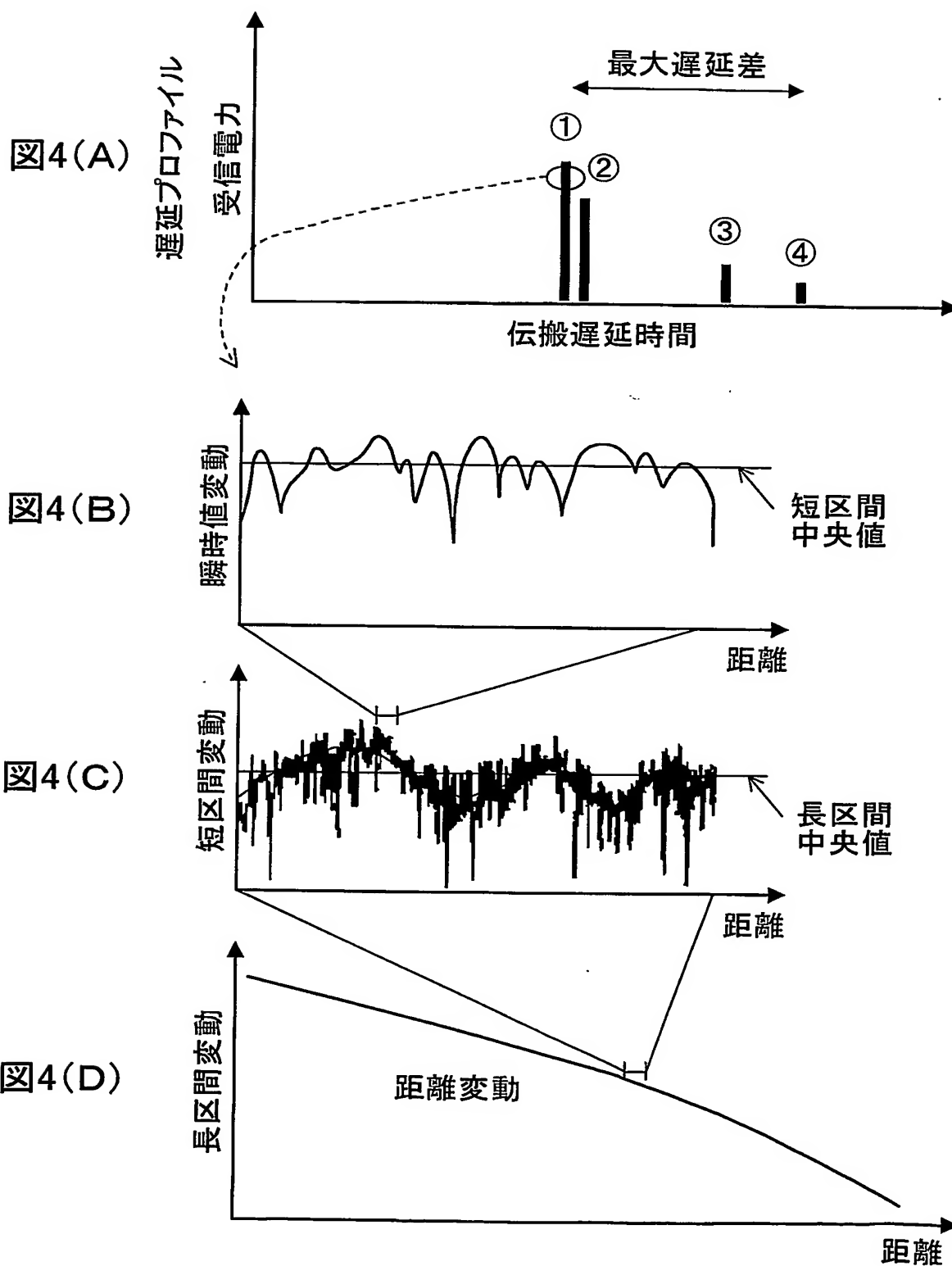


図3

3/28



4/28

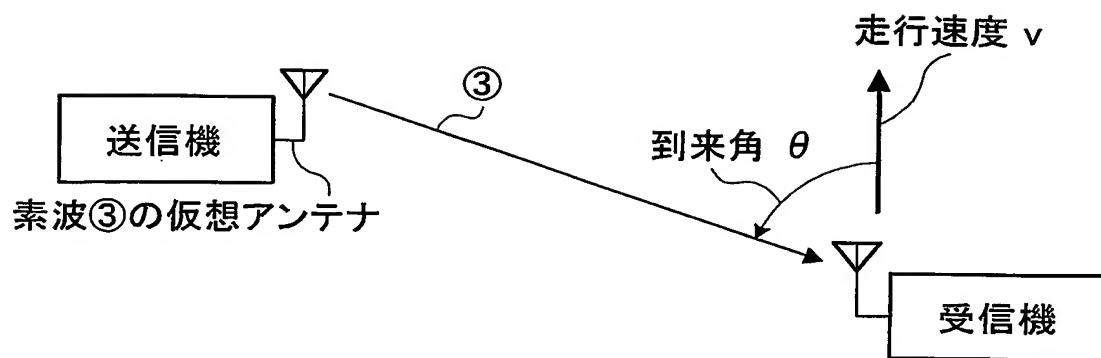


図5

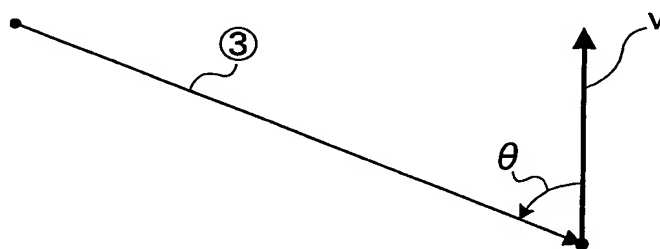


図6

5/28

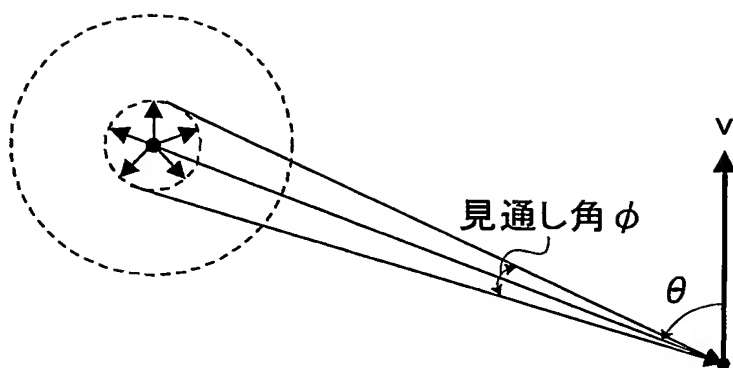


図7

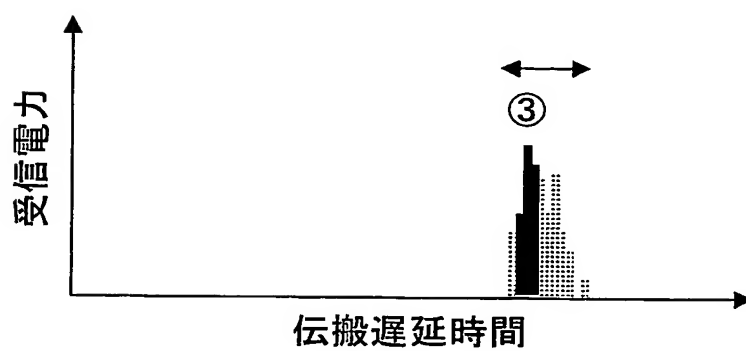
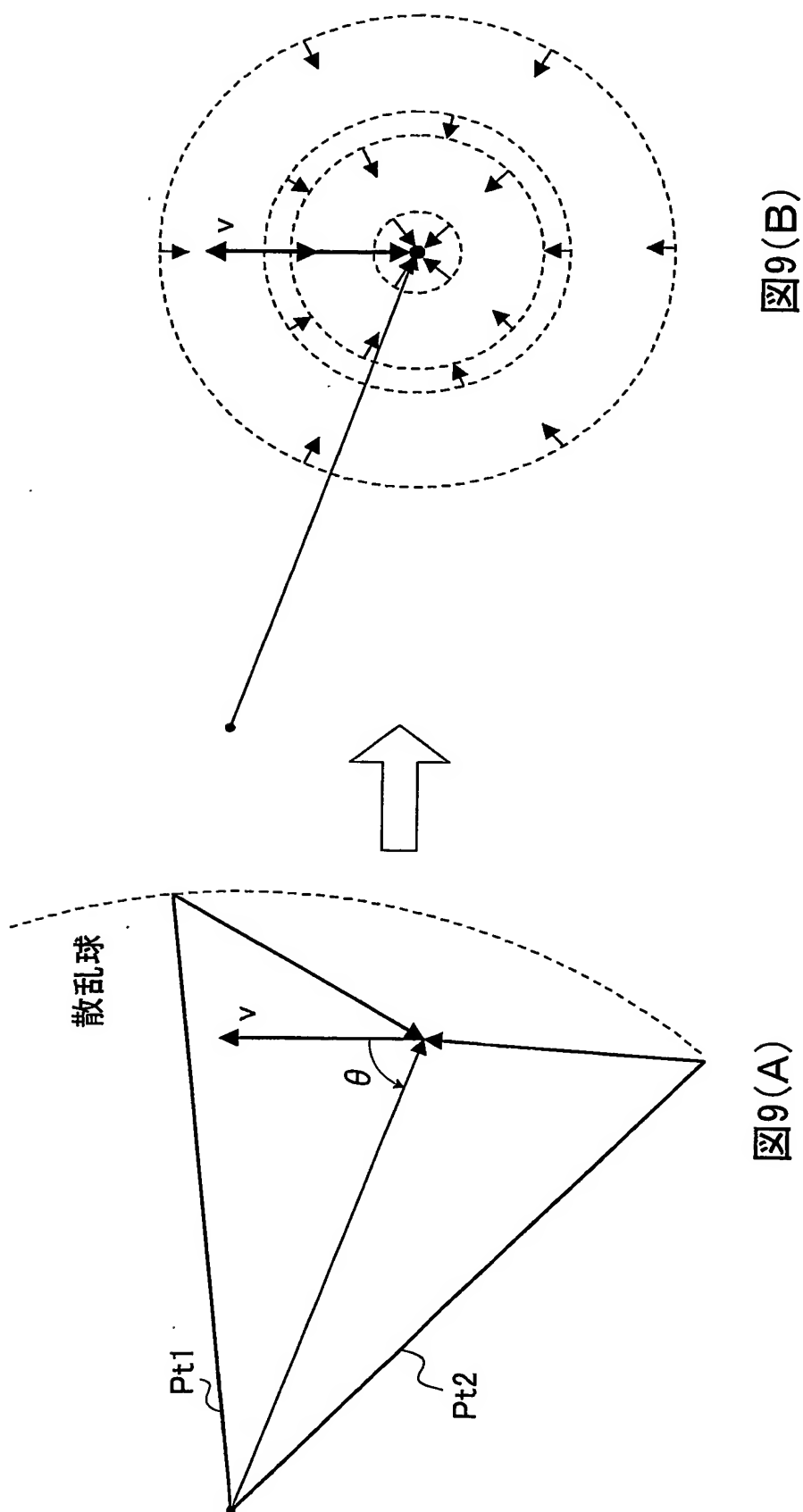


図8



7/28

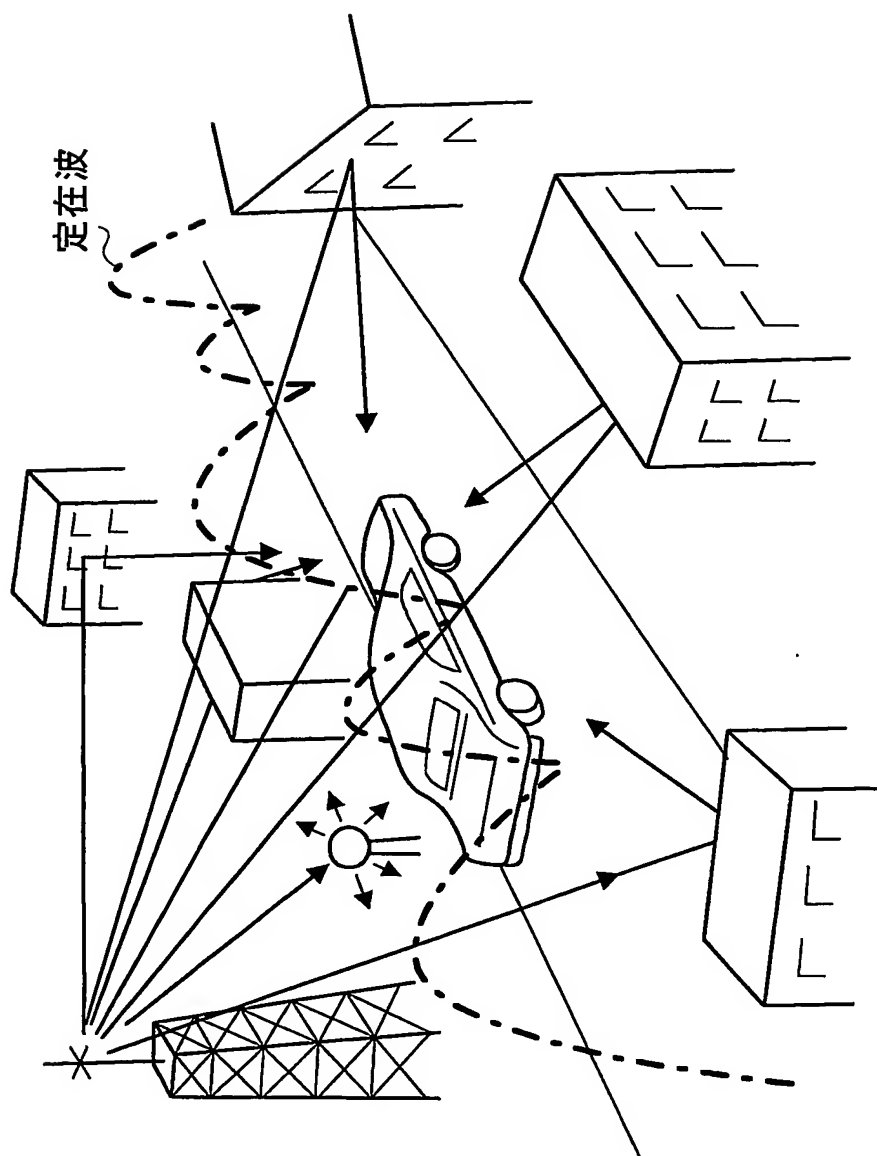


图10

8/28

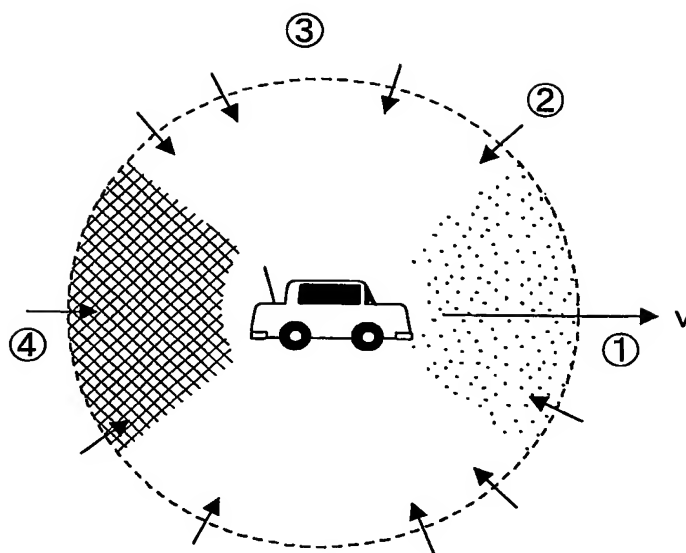


図11

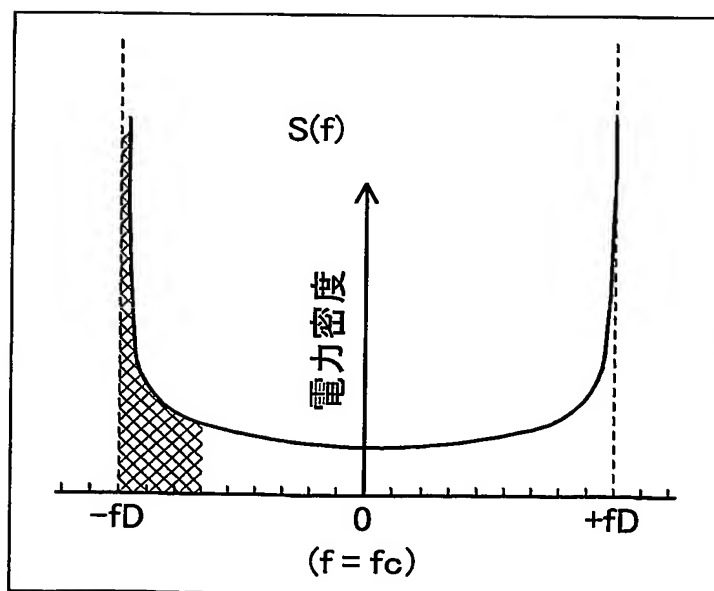


図12

9/28

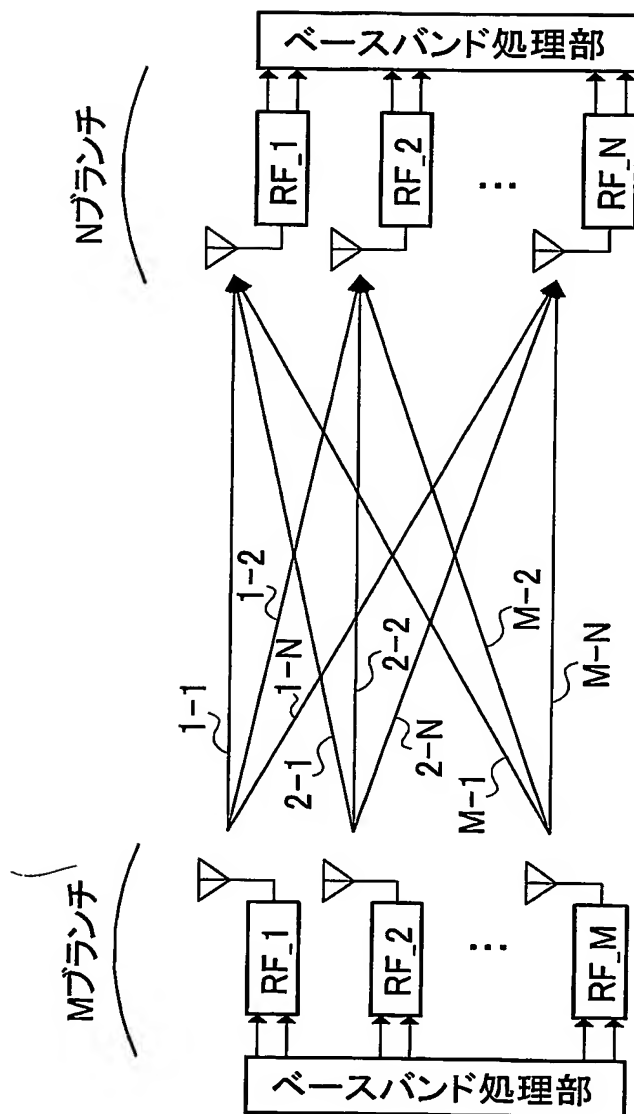


図13

10/28

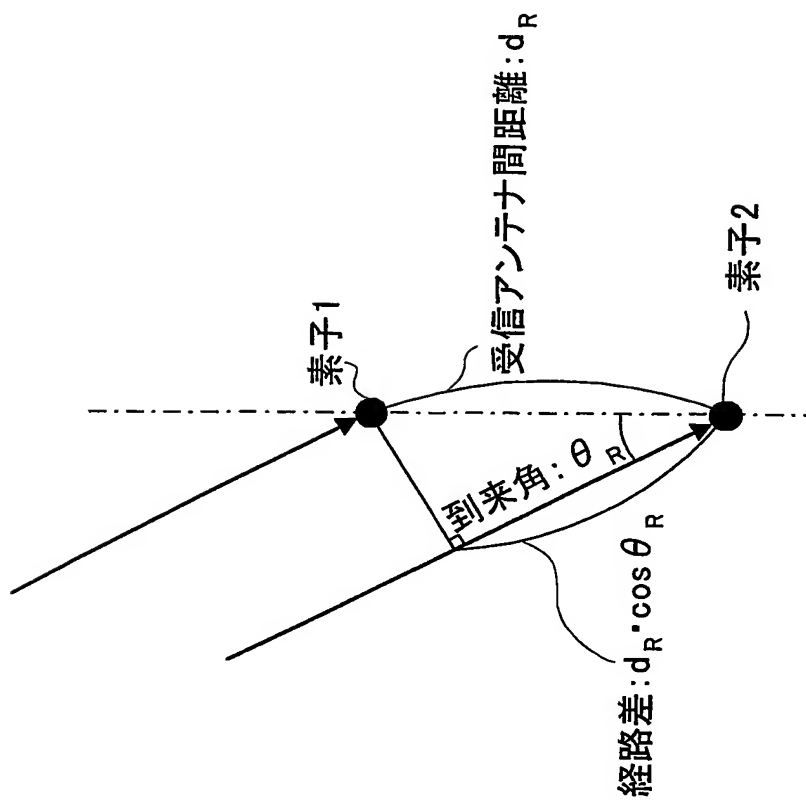


図14(B)

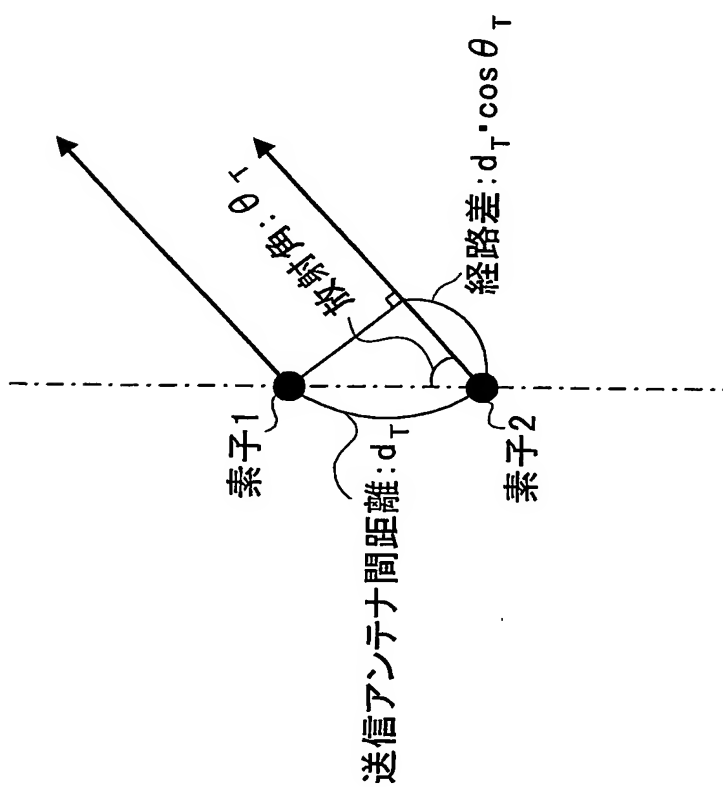


図14(A)

11/28

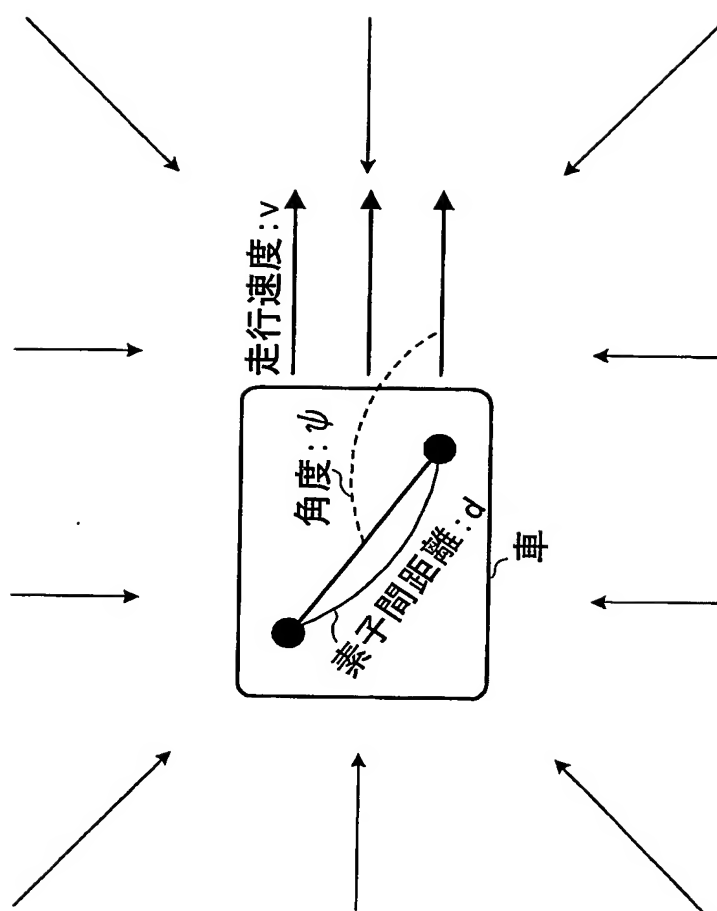


图15

12/28

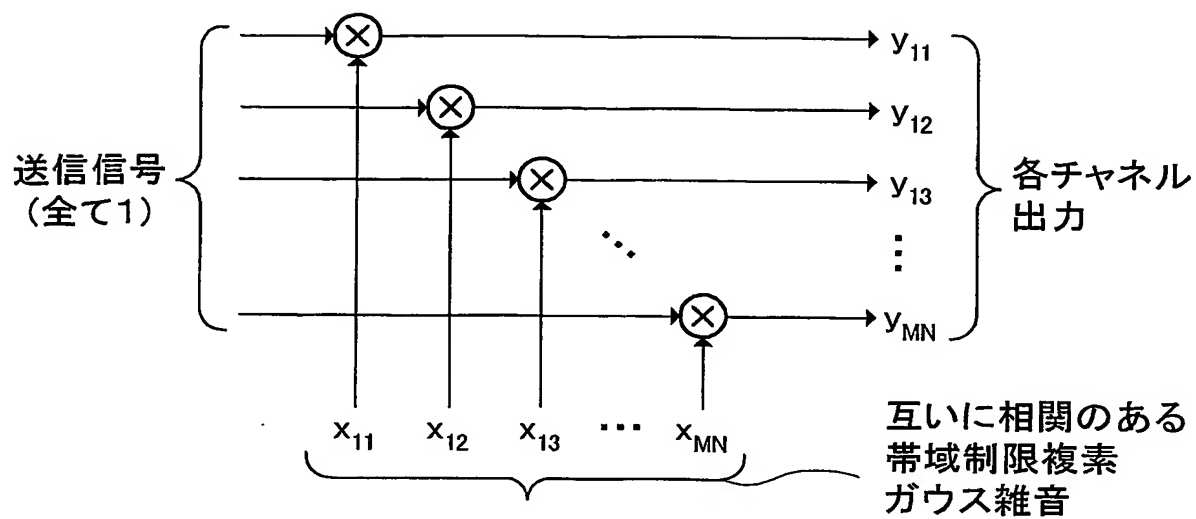


図16

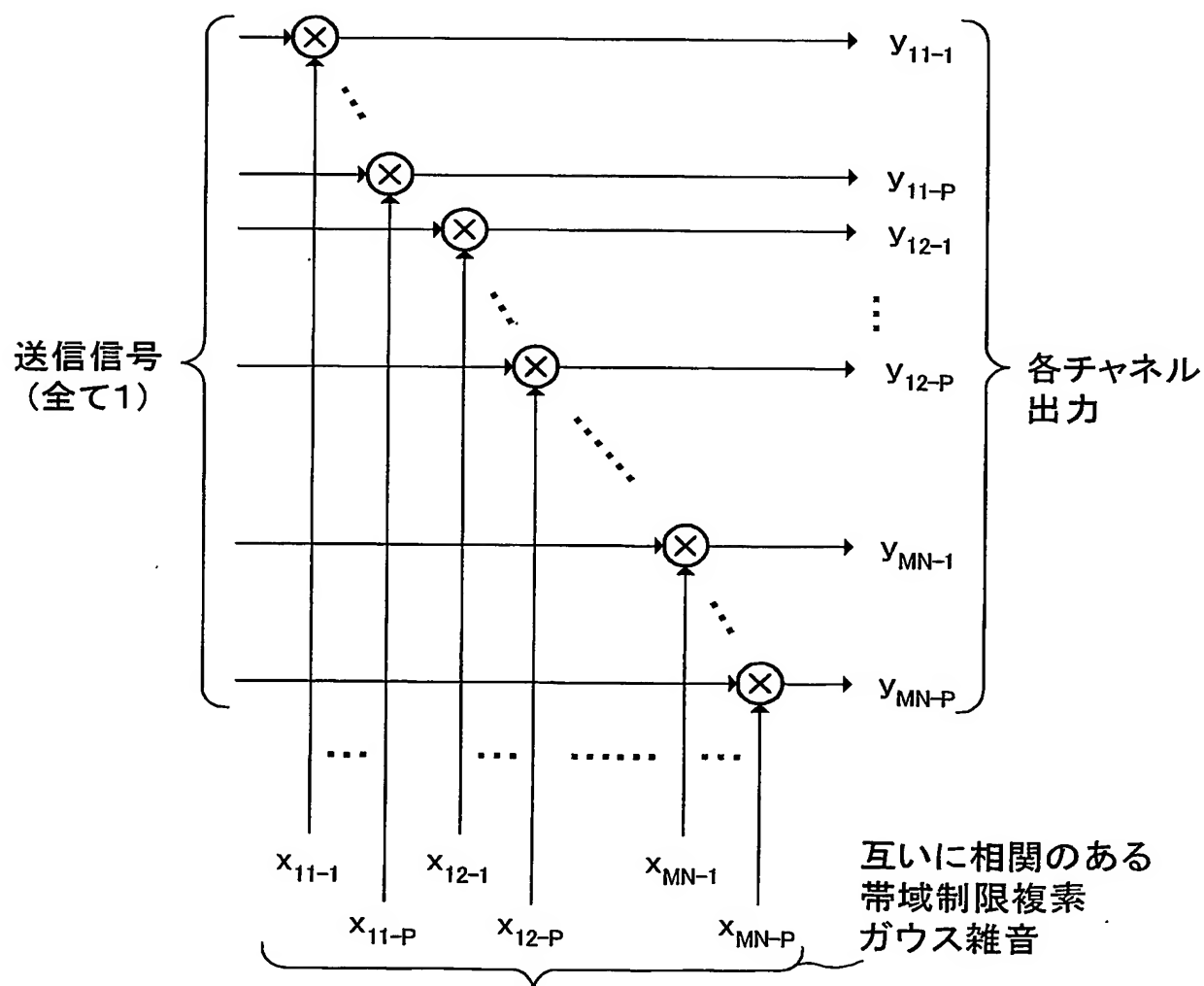


図17

13/28

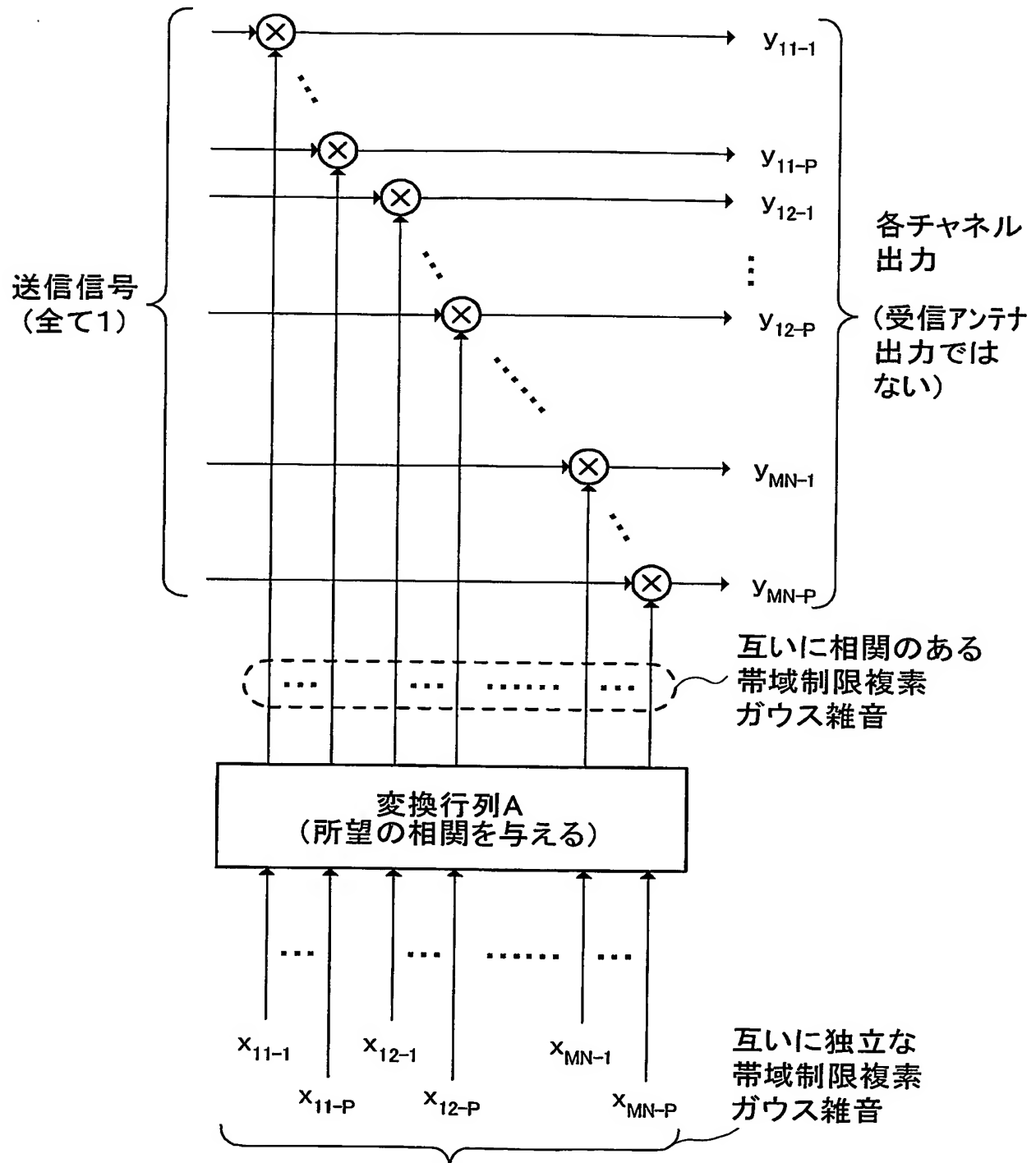


図18

14/28

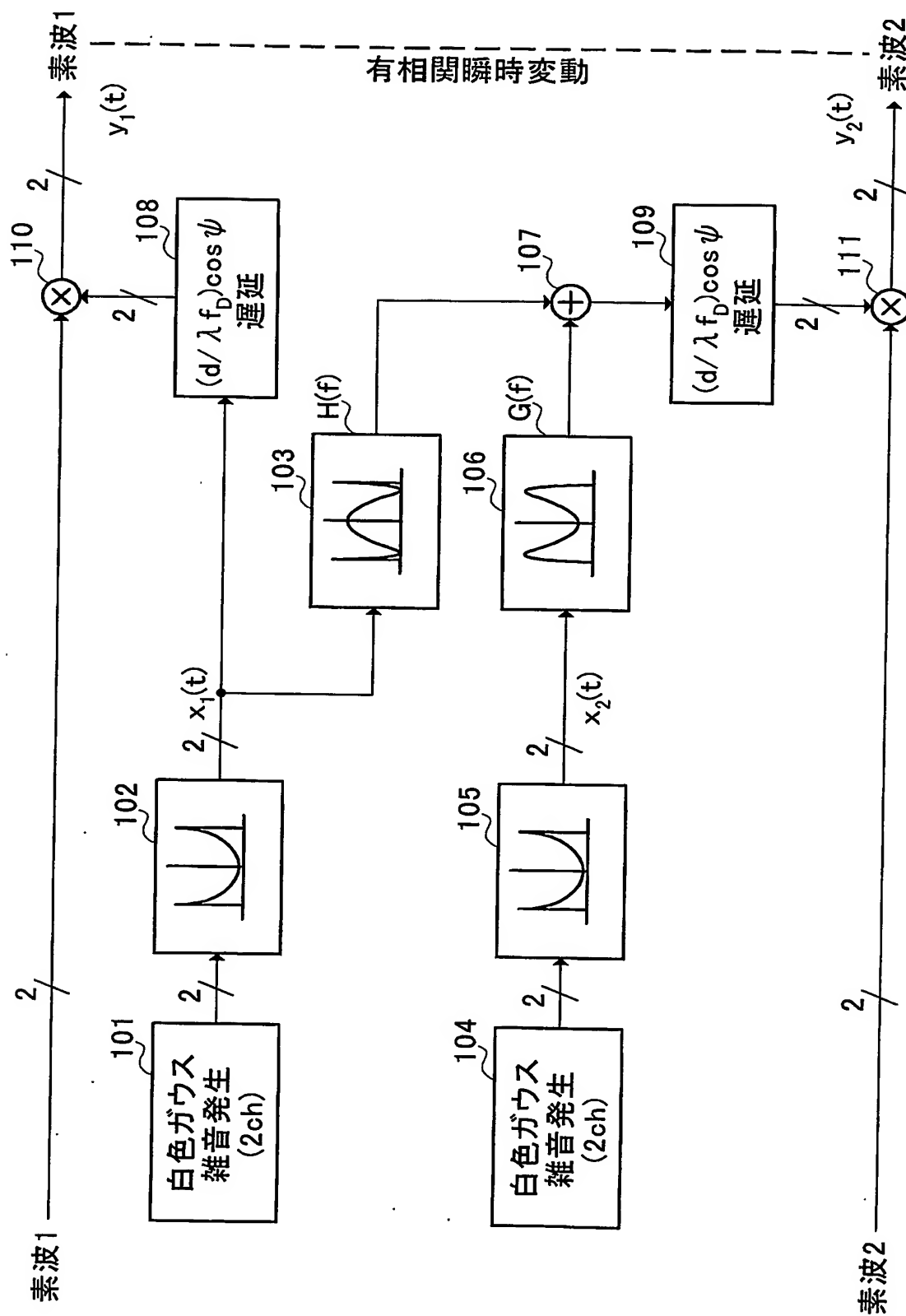


図19

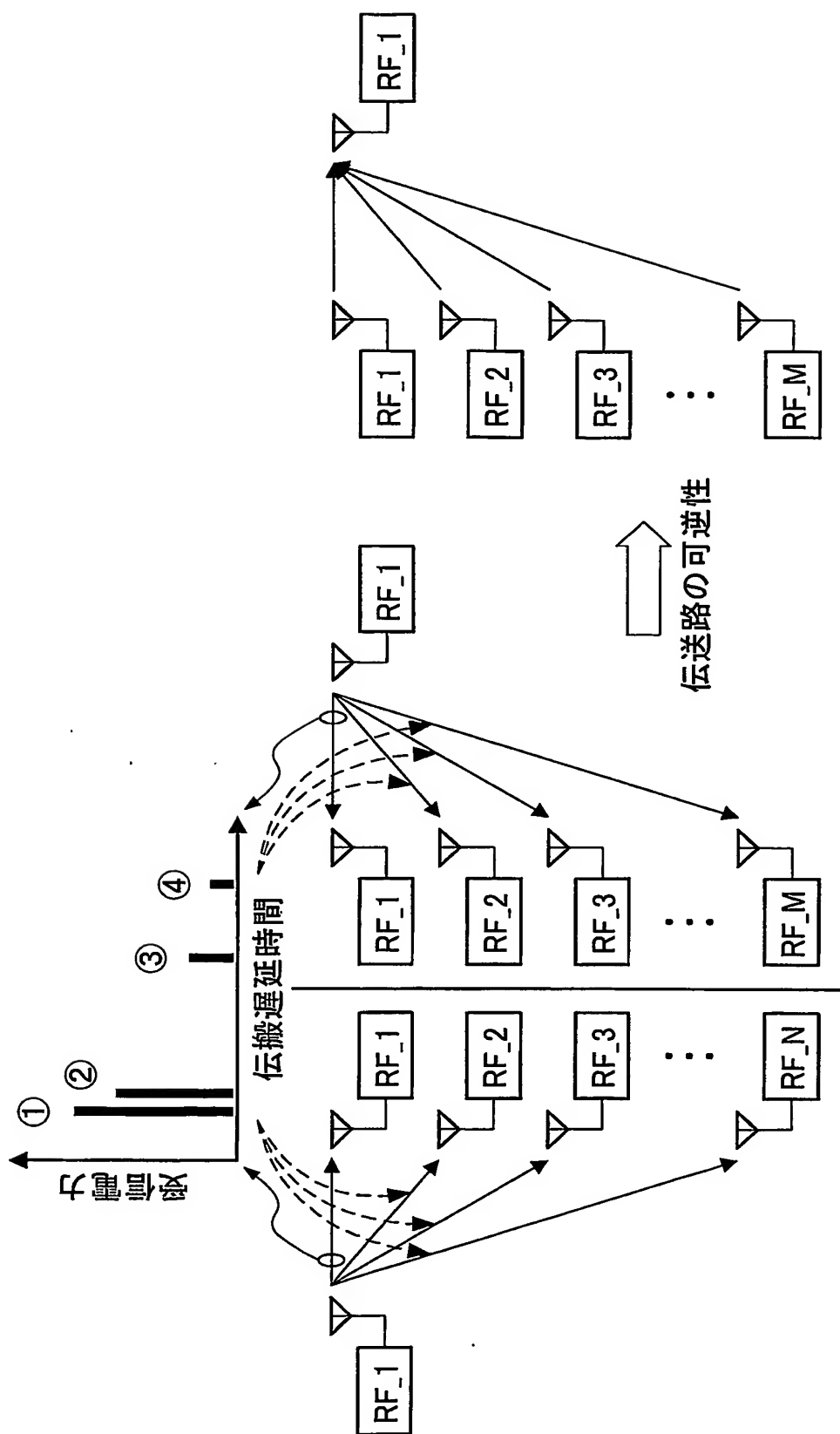


図20(A)

図20(B)

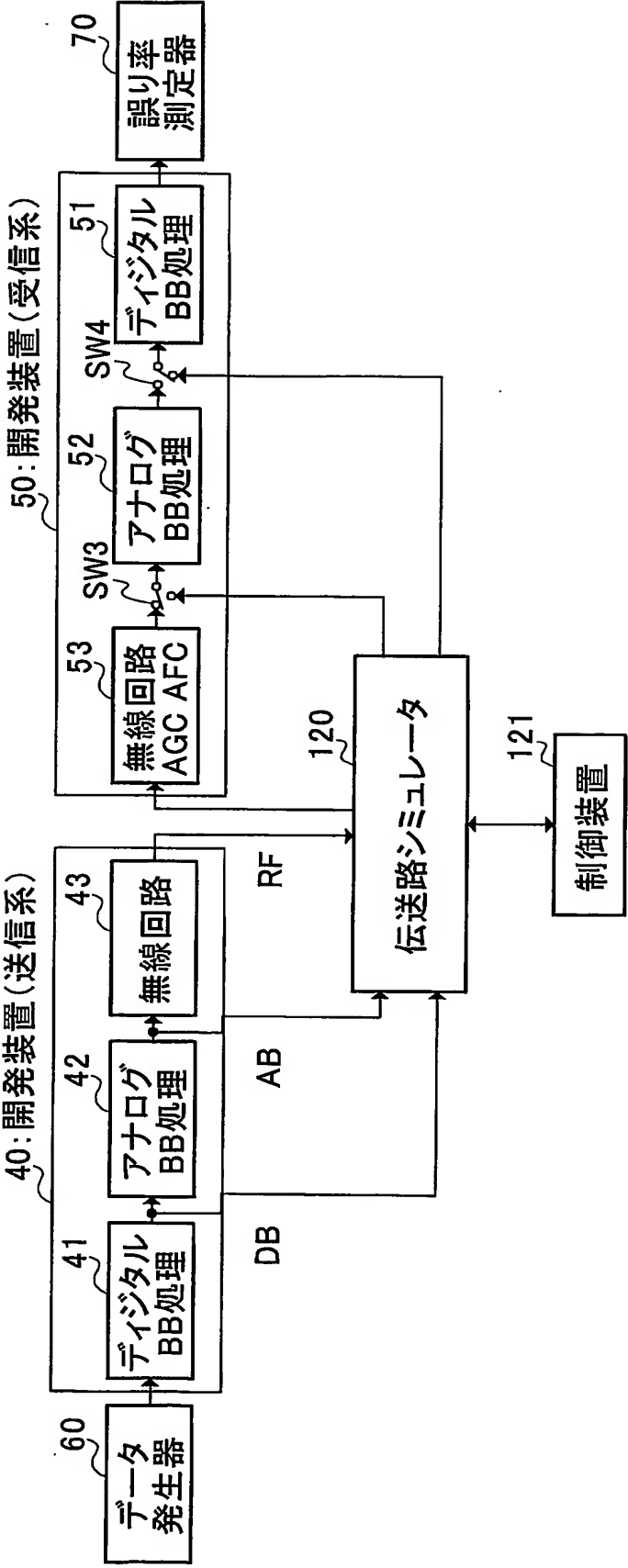


図21

17/28

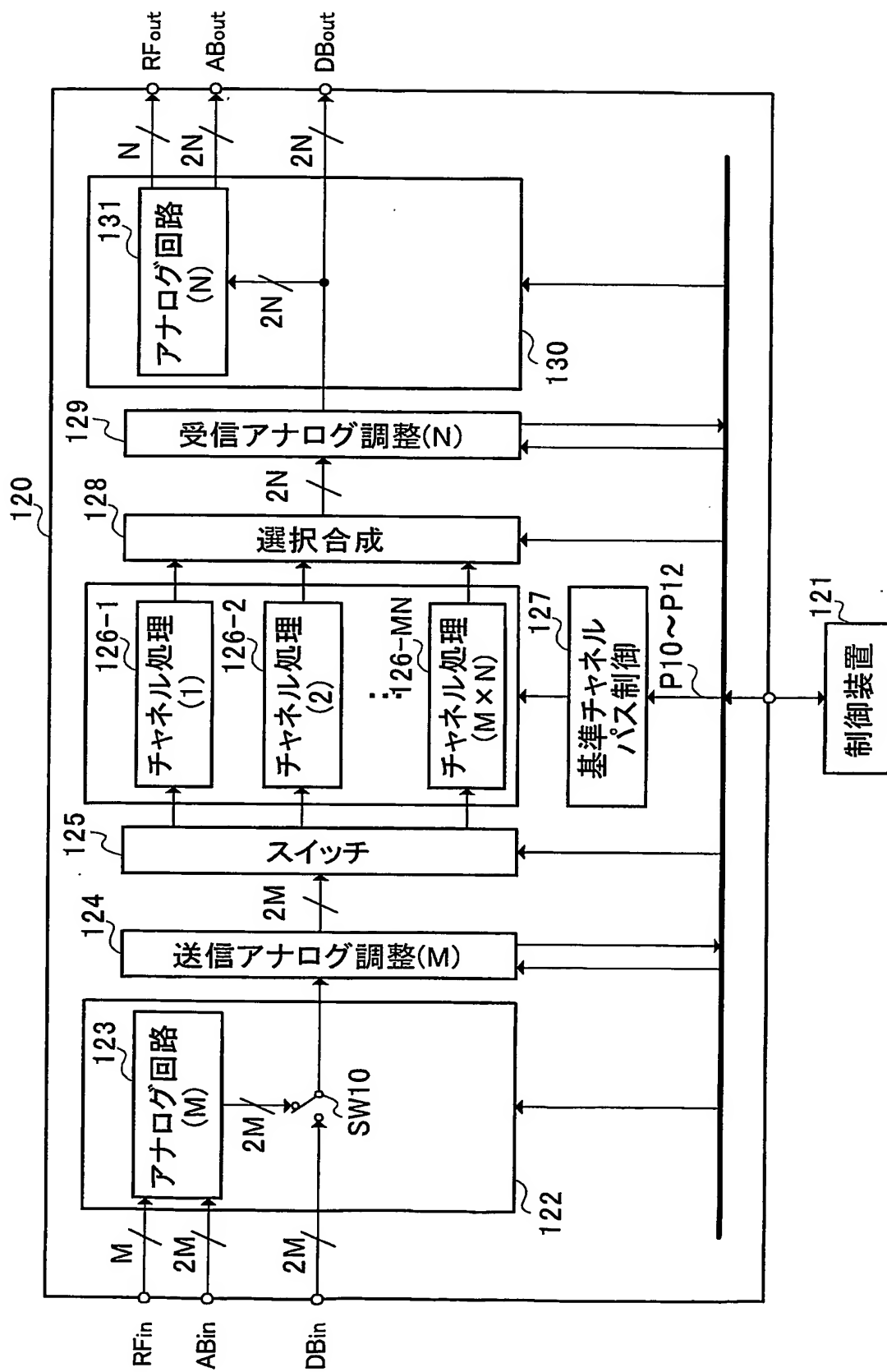


図22

18/28

| | |
|-----|---|
| P10 | <ul style="list-style-type: none"> ・モデルタイプ ・走行速度・方向 ・送受信アンテナの配置・指向性 ・位相変動ON/OFF |
| P11 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの遅延・複素利得 |
| P12 | ・RayTrace／実走行実験データ |
| P13 | ・基準チャネルの各パスの瞬時変動初期値 |
| P14 | <ul style="list-style-type: none"> ・キャリア周波数 ・走行速度・方向 ・送受信アンテナの配置・指向性 ・位相変動ON/OFF |
| P15 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス分割数(圧縮時) ・基準チャネルのパス数 ・基準チャネルの各パスの遅延・短区間変動複素利得・到来角・見通し角 |
| P16 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの遅延 ・各パスの瞬時変動の複素利得 |
| P17 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの遅延 ・各パスの瞬時変動の複素利得 |
| P18 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの短区間変動の複素利得 |
| P19 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの短区間変動の複素利得 |
| P20 | <ul style="list-style-type: none"> ・パス数 ・各パスの遅延・到来角・見通し角 |
| P30 | 各チャネルの <ul style="list-style-type: none"> ・各パスの瞬時変動初期値 ・各パスの単位固有ベクトル |

図23

127 基準チャネルパス制御部

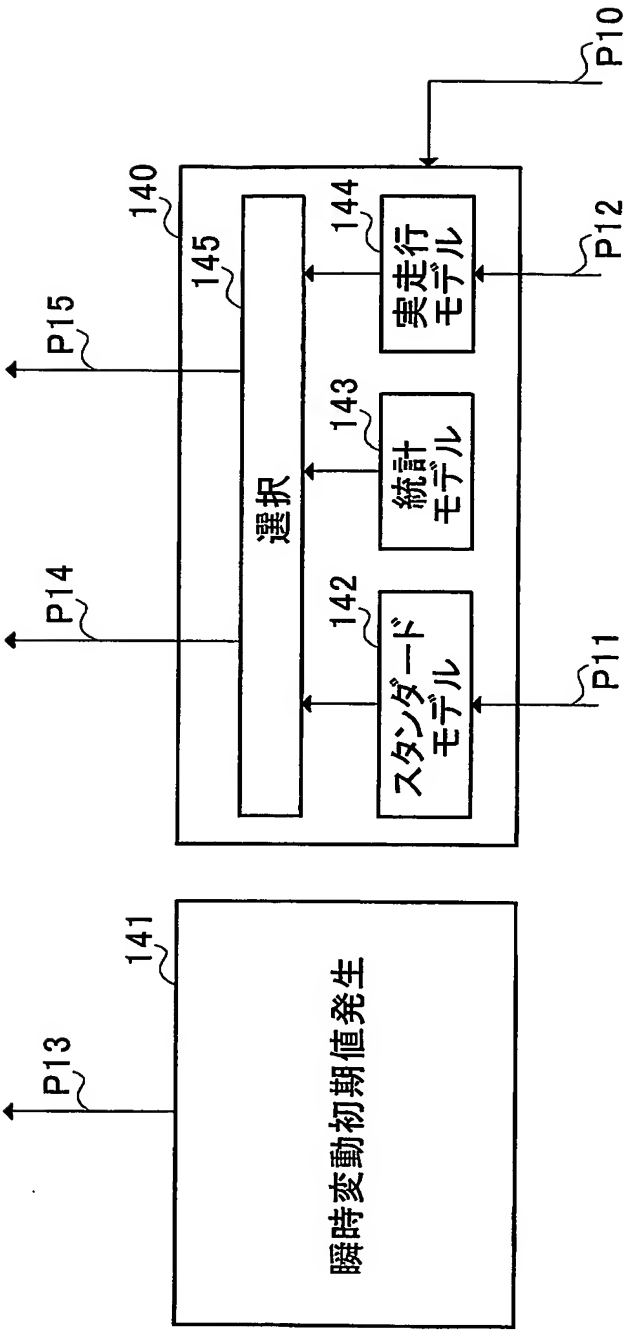


図24

20/28

126-1 (126-2~126-MN) チャンネル処理部

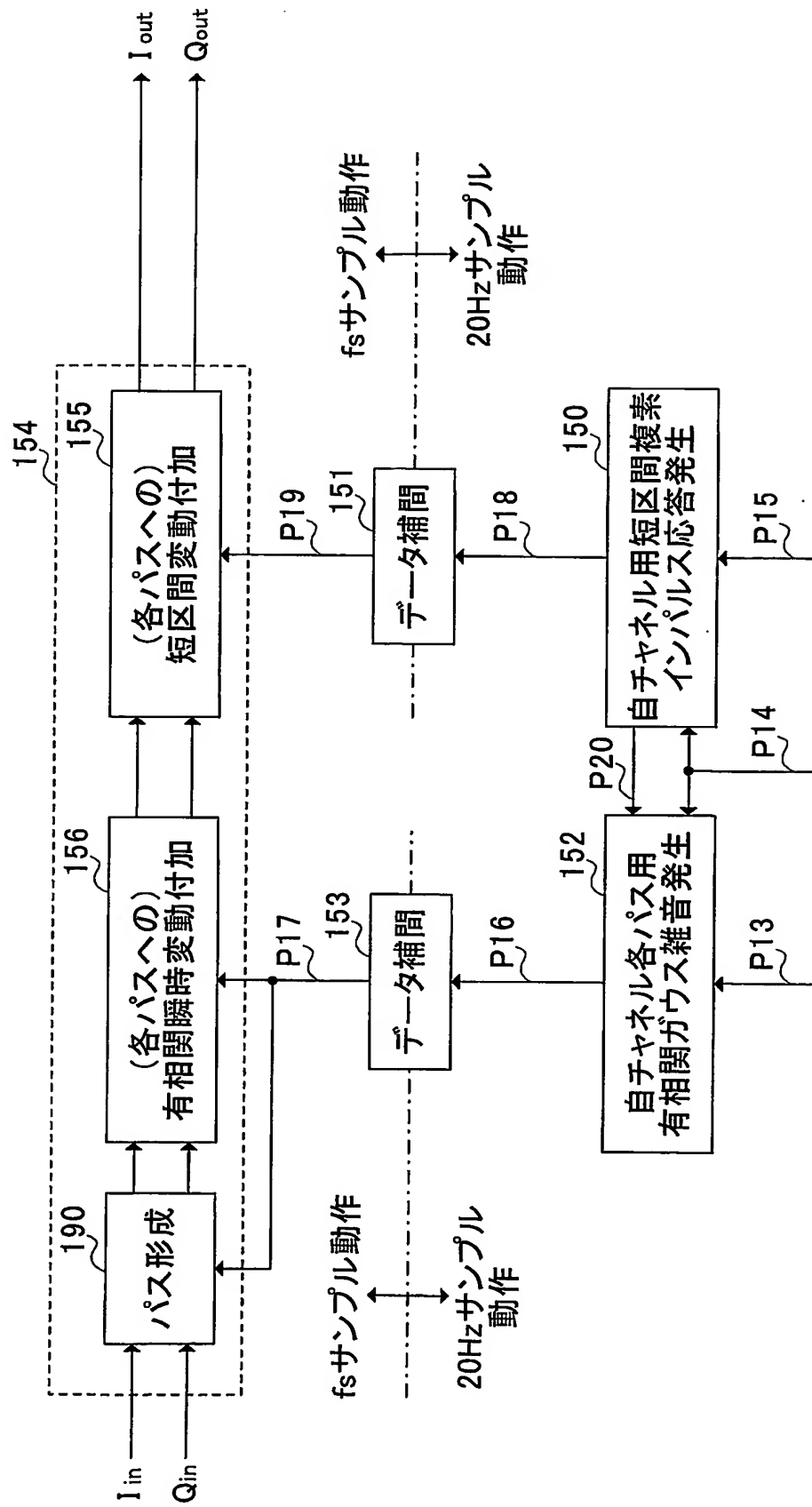


図25

152 有相関ガウス雑音発生部

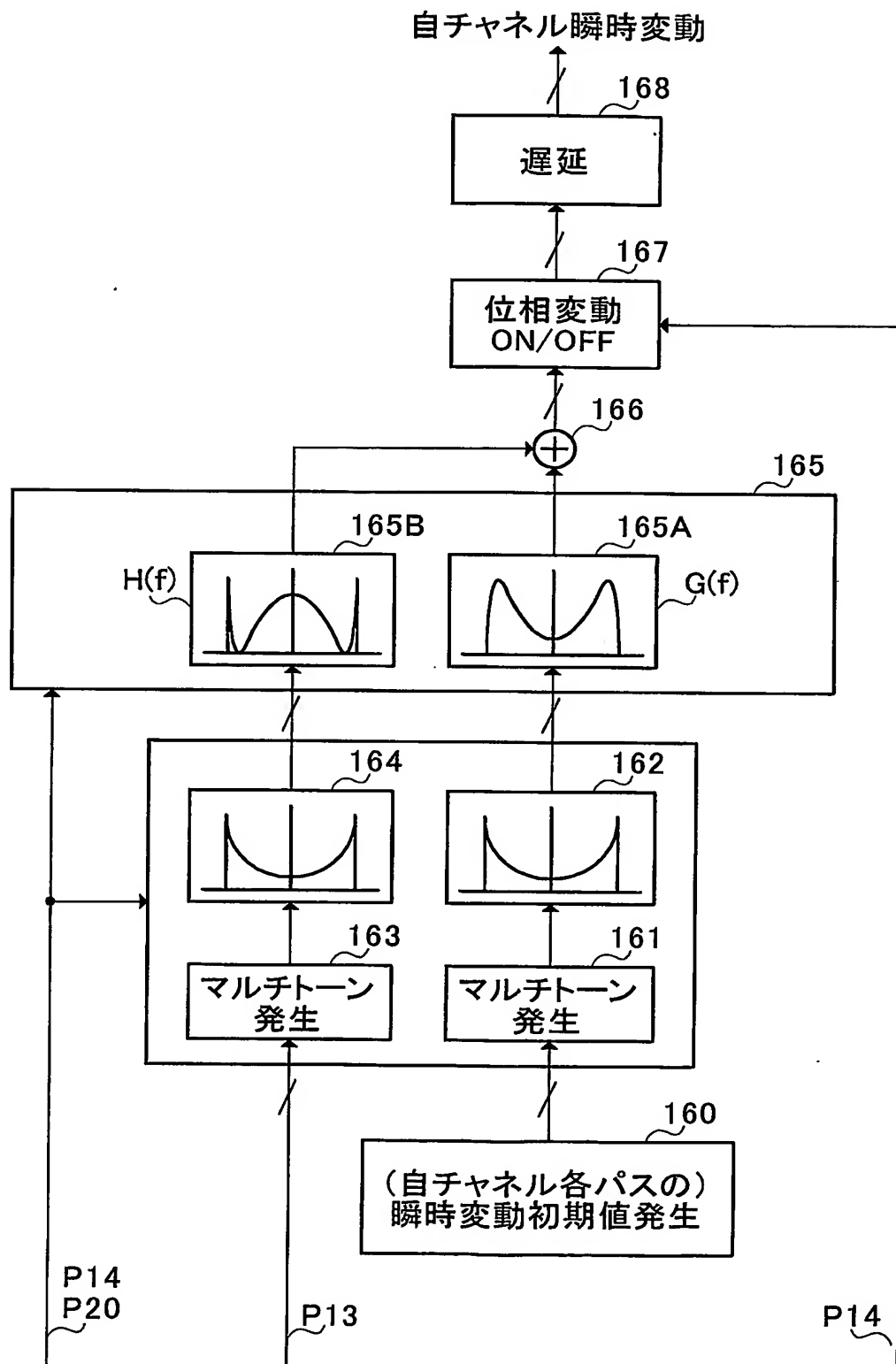


図26

170 基準チャネルパス制御部

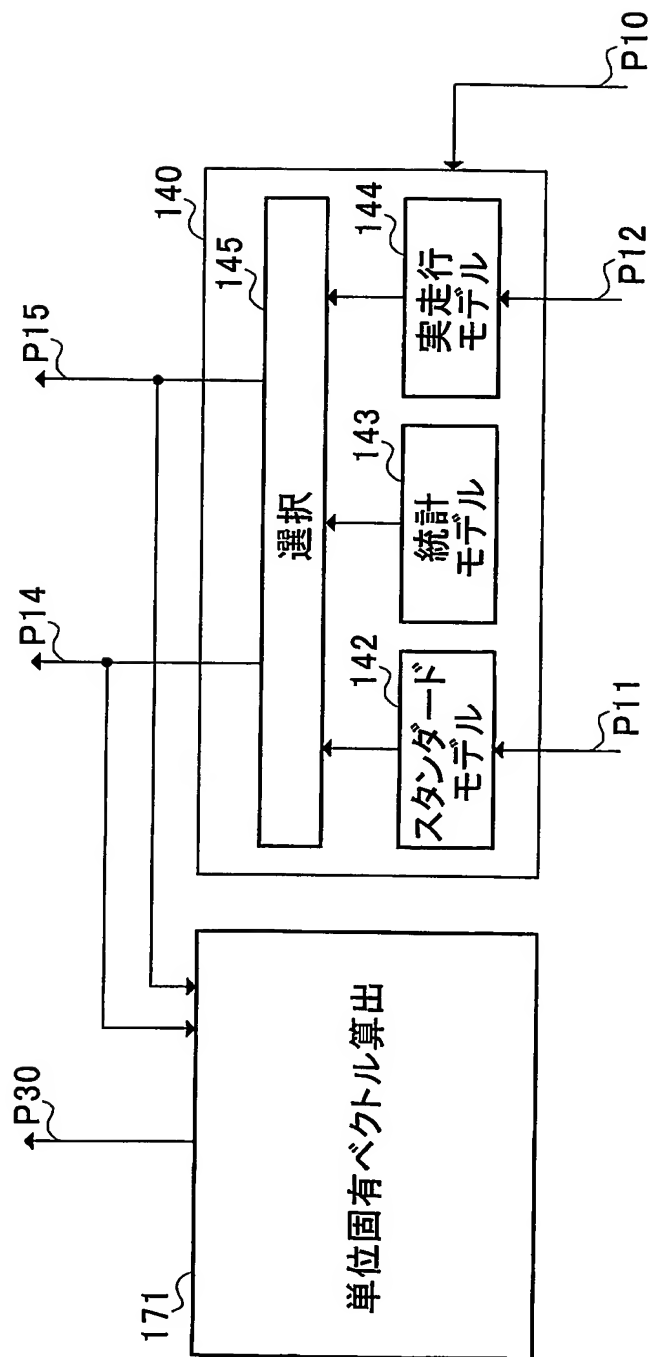


図27

23/28

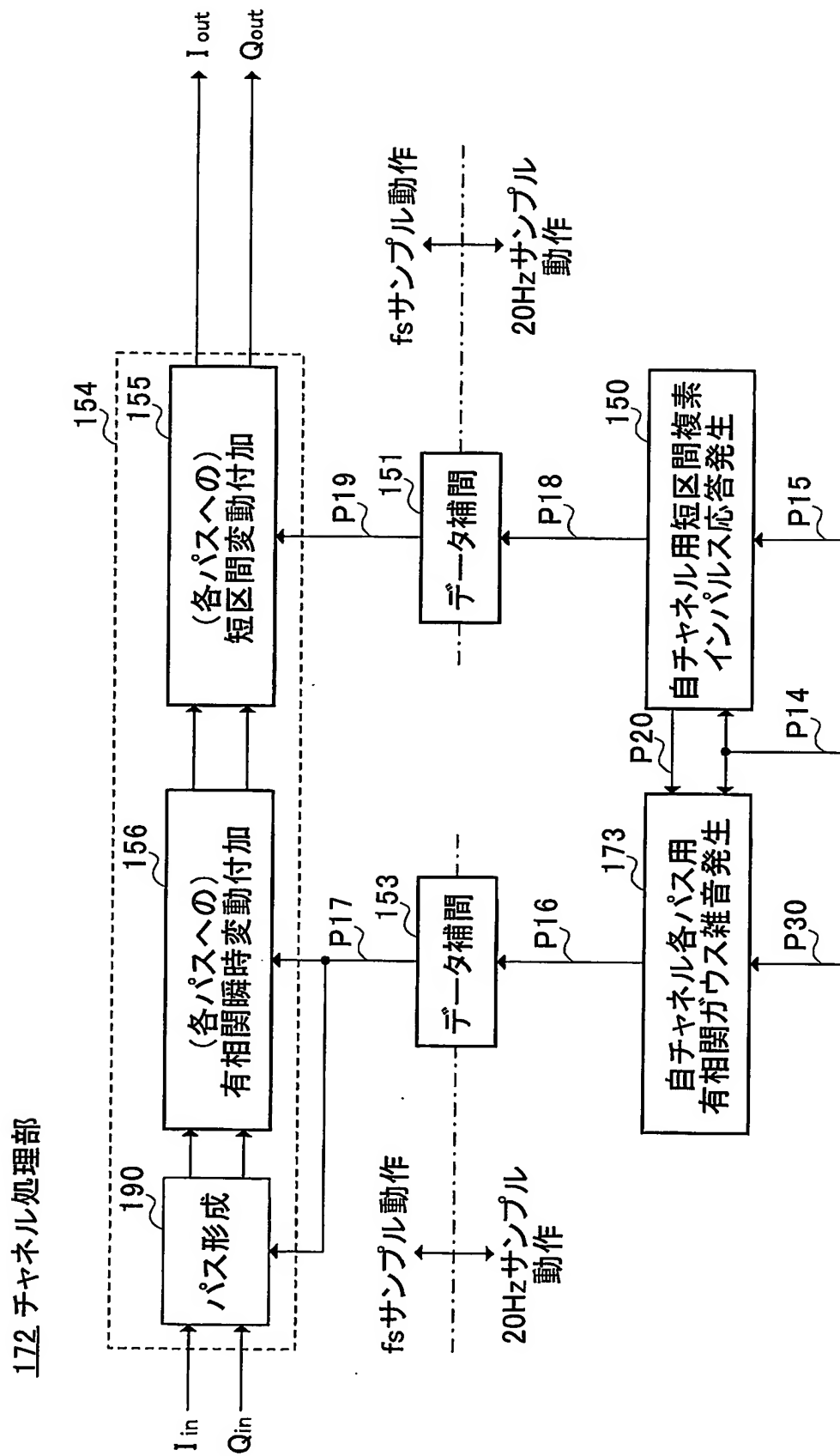


図28

173 有相関ガウス雑音発生部

自チャネル各パスの瞬時変動

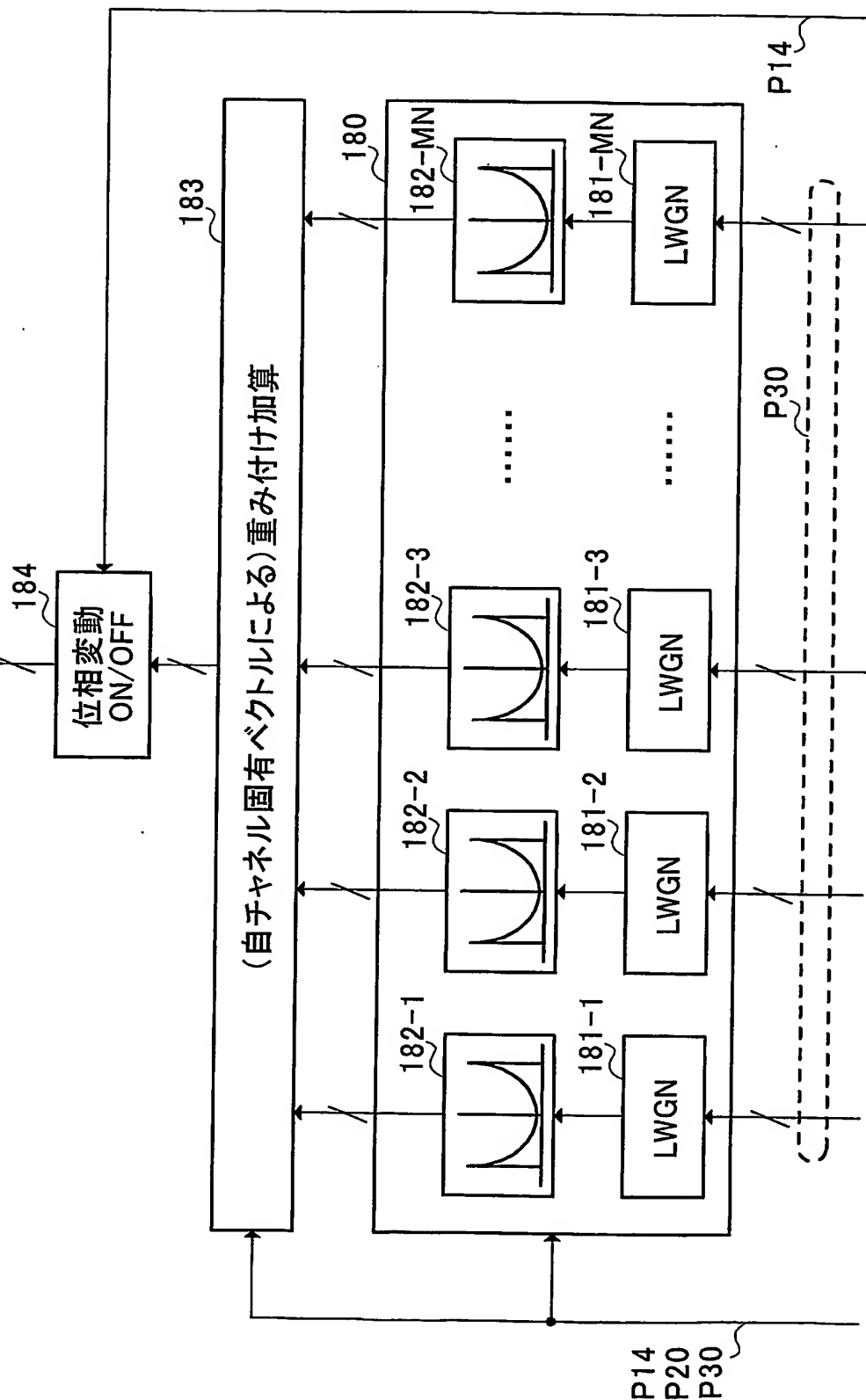


図29

154 フェーディング付加部

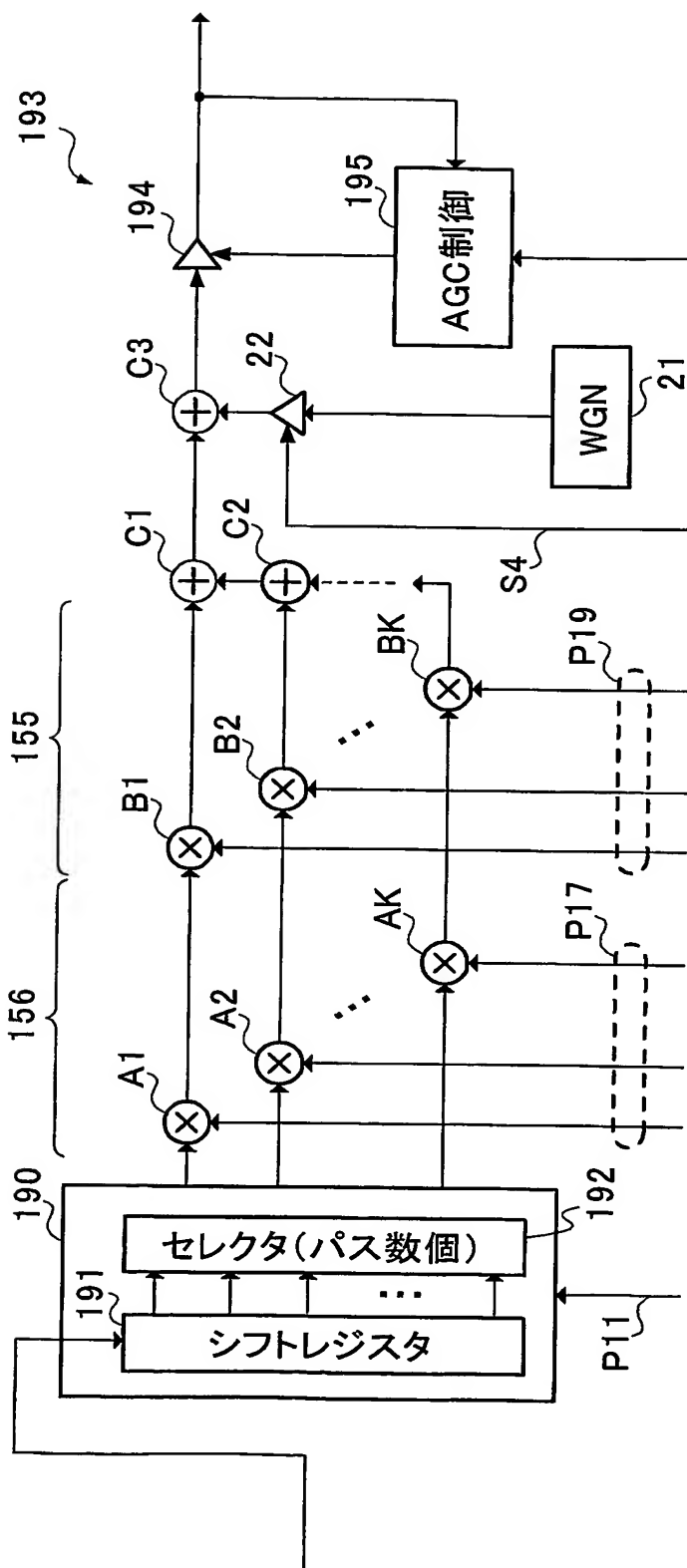


図30

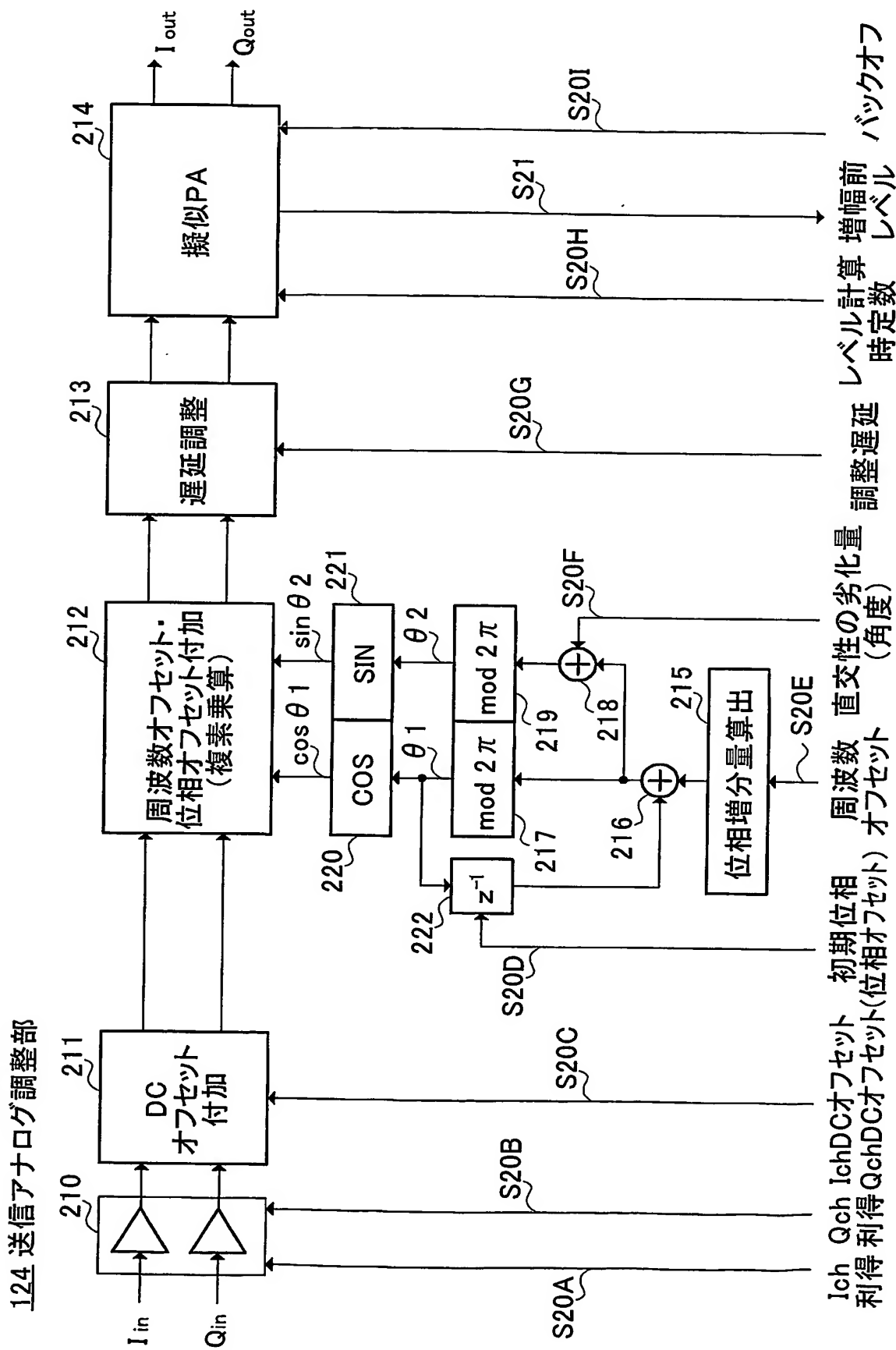


図31

27/28

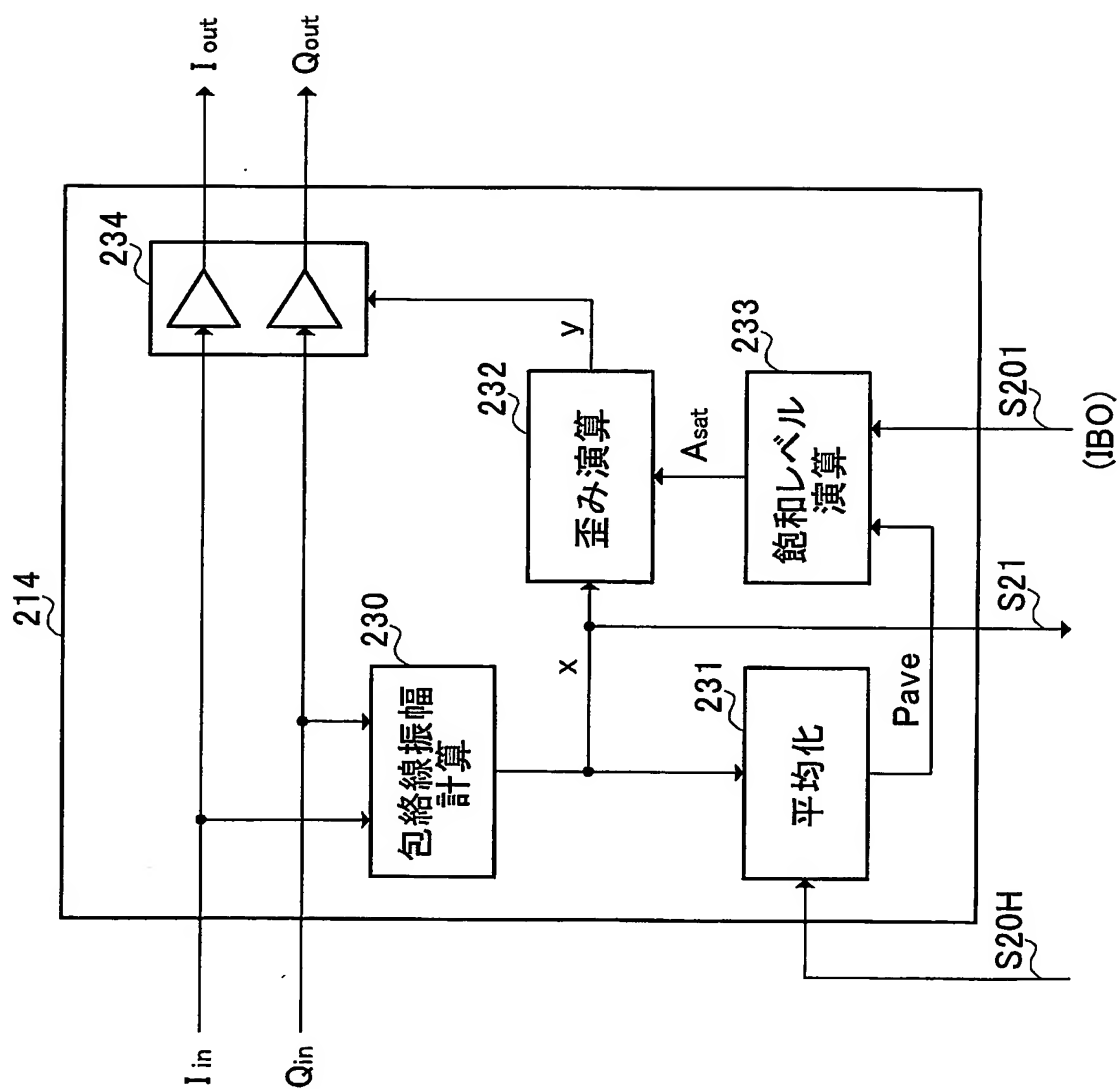


図32

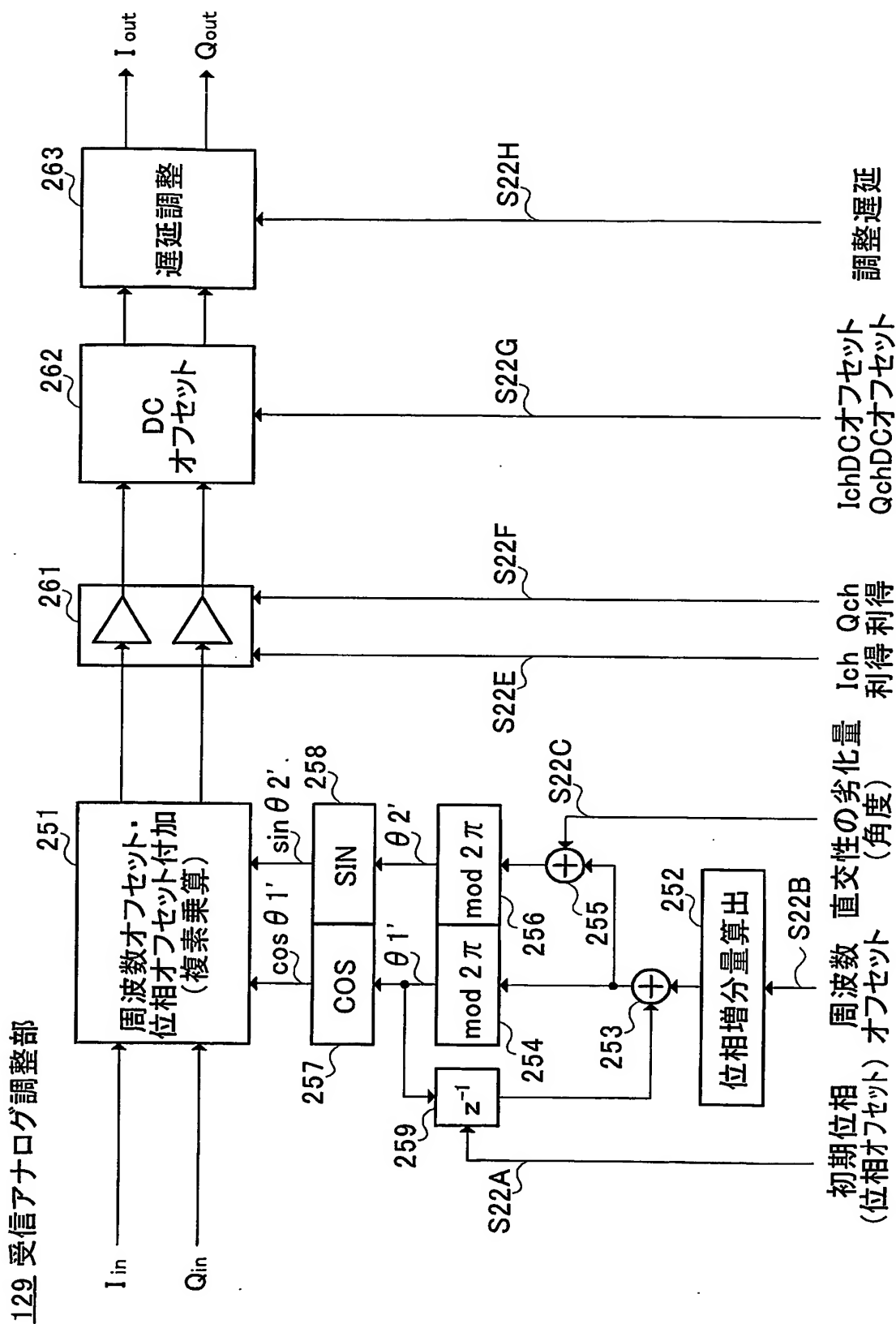


図33